



Universidade de Aveiro
2008

Departamento de Electrónica, Telecomunicações e
Informática

José Hermínio
Campos Jorge

Detecção Activa de Obstáculos Móveis para Apoio à Condução



**José Hermínio
Campos Jorge**

**Deteccção Activa de Obstáculos Móveis para Apoio à
Condução**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. José Neto Vieira, Professor auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri

presidente

Prof.^a Dr.^a. Ana Maria Perfeito Tomé
professor associado da Faculdade de Engenharia da Universidade de [Aveiro](#)

Prof. Dr. ??
professor associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Prof. Dr. José Manuel Neto Vieira
professor associado da Faculdade de Engenharia da Universidade de [Aveiro](#)

Prof. Dr. Bernardo Manuel Salvador Cunha
professor associado da Faculdade de Engenharia da Universidade de [Aveiro](#)

agradecimentos

Este espaço é dedicado aqueles que deram a sua contribuição no decorrer deste projecto. A todos deixo aqui o meu agradecimento sincero. Em primeiro lugar agradeço ao Prof. Doutor José Neto Vieira e ao Prof. Doutor Bernardo [Salvador](#) Cunha a forma como orientaram o meu projecto. Estou grato pelos conselhos e recomendações, assim como, pela cordialidade com que sempre me receberam.

palavras-chave

Ultra-sons, distância, HRTF, obstáculo, transdutor, Locus Board, correlação

Resumo

Este documento descreve um trabalho desenvolvido no âmbito da tese de Mestrado, ano lectivo de 2007-08, do Mestrado Integrado de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro. O trabalho realizado foi no sentido de desenvolver um sistema de detecção de obstáculos móveis baseado em ultra-sons, para aplicar num veículo cujo principal objectivo é participar na prova Eco-Maratona Shell. Pretendia-se com este sistema detectar veículos em aproximação pela retaguarda e avisar ao piloto através de mecanismos de apoio. Pretendia-se também determinar qual a velocidade de aproximação e qual o quadrante de aproximação em relação ao eixo de direcção do Ícaro. Durante a realização deste projecto, grande parte dos esforços foram no sentido de construir um sistema de detecção de obstáculos que permitisse apenas, a aquisição de ecos provenientes de direcções paralelas ao solo, focalizando o máximo de energia possível em torno dos 0 graus. A autonomia do sistema também foi tida em conta, pois o sistema foi idealizado para um veículo automóvel, tendo como única fonte energética a bateria. Deste trabalho, resultou um protótipo para o sistema de detecção com bastantes potencialidades para a aplicação. No entanto ainda carece de testes efectuados em movimento, isto é, em condições reais, para colmatar qualquer problema detectado.

keywords

ultra-sounds, distance, HRTF, obstacle, transducer, Locus Board, correlation

abstract

Ultra-sounds are a path to detect obstacles, but there are various ways to use them to that goal. In this work, we evaluate some devices based in ultra-sonic transducers and compare them to achieve a good performance in obstacle detection and distance determination as well.

A Shell Eco-Marathon driver must have the perception of the rear distance object, this is given by ears and eyes. The vision of the rear objects is given by the car mirrors, but in this case is also given by a led's panel, the earing perception is given by sounds produced in function of the direction of the rear object.

This system is to be applied to a car and must be autonomous, there are a group of devices to reach a system based only on the car battery in terms of energy.

Conteúdo

CONTEÚDO	9
1. INTRODUÇÃO	13
1.2. Motivação	14
1.3. Resultados Principais	15
1.4. Estrutura da dissertação	15
2. DETECÇÃO DE OBSTÁCULOS COM ULTRA-SONS.....	16
2.1. Produção de ondas ultra-sonoras (Piezoelectricidade).....	16
2.2. Determinação da distância utilizando geradores piezoeléctricos	17
2.3. Determinação da velocidade relativa (Efeito de Doppler)	18
2.3.1. Fonte Parada e Receptor em Movimento	19
2.3.2. Fonte em Movimento e Receptor em Movimento	19
3. PROJECTO DE UM SISTEMA DE DETECÇÃO DE VEÍCULOS PARA A ECO-	
MARATONA	20
3.1. Descrição dos problemas de localização	22
3.2. Tipo de transdutores de ultra-sons a utilizar	23
3.2.1. ITC 9040	26
3.2. Determinação da distância e identificação da direcção do obstáculo.....	27
3.2.1. Sinal de ultra-sons transmitido	27
O Chirp	28
3.2.2. Sistema de determinação da distância e identificação da direcção do obstáculo	29
Método do Tempo de Voo	29
Método de detecção do sinal por correlação	30
Parâmetros que influenciam o limite máximo de distância detectada	31
Potência do Sinal Enviado /Amplitude do Sinal Enviado	31
Ganho do Circuito de Recepção (Acondicionamento)	32
Atenuação	32
Parâmetros que influenciam a identificação do obstáculo	32
Potência do Sinal Enviado /Amplitude do Sinal Enviado	33
Período do Chirp	33
3.3.1. Diagrama de funcionamento	34
3.3.2. Diagrama de Tarefas	35
Oversampling na ADC	36
Conversão para banda base	37
Correlação Complexa	37
Detecção de Pico	38
Determinação da distância	38
Algoritmo de Ganho Automático	40
Informação para data logging	40
3.4. Sistema Implementado (Hardware).....	41

3.4.1. Envio e Recepção do Sinal de Ultra-Sons	42
Circuito de Envio do sinal de ultra-som	43
O amplificador de áudio LM3886T	43
Dimensionamento do LM3886T	43
Dissipação no LM3886T	44
Circuito de Recepção do sinal de ultra-som	45
3.4.2. Autonomia do Sistema	46
Alimentação do LM3886T	47
Conversor Flyback	47
Regulador Flyback LM2585	49
O transformador	51
Circuito contra picos de tensão	52
Dissipação no LM2585-ADJ	52
Comparação com o dimensionamento do software da National	53
Características do conversor Flyback	55
 4. MÉTODOS ESCOLHIDOS PARA AVISAR O CONDUTOR, VISUAL E ACÚSTICOS	56
4.1. Interface Áudio	56
4.1.1. Percepção Auditiva da Distância	56
Que tipo de som padrão escolher ?	58
Som FM	62
Sistema de percepção sonora da origem do obstáculo	63
Atenuação	63
ITL (Espacialização de Atraso Temporal)	65
HRTF	66
Método Aplicado	67
Implementação do Sistema de Áudio (Software)	67
4.2. Interface Visual	69
4.2.1. Percepção Visual da Distância	69
 5. RESULTADOS GLOBAIS	71
5.1. Som Padrão	71
5.2. Testes de Detecção	73
 6. CONCLUSÕES	76
 BIBLIOGRAFIA	83

Lista de Figuras

Figura 1 - Gama de frequências do som	17
Figura 2 – Reflexão do ultra-som no obstáculo	17
Figura 3 - Atenuação de uma onda a 100KHz em ordem da temperatura e	18
Figura 4 - Veículo da Shell Eco-Marathon	20
Figura 5 – Diagrama da representação física do sistema	21
Figura 6 – Reflexões parasitas e energia enviada e reflectida	22
Figura 7 – Obstáculo sem sinal devolvido para a origem	22
Figura 8 – Resposta na frequência dos possíveis ecos recebidos	23
Figura 9 – Parâmetros de Avaliação dos Dispositivos de Ultra-Sons	24
Figura 10 – Diagrama de Blocos do Sistema	26
Figura 11 – Transdutor ITC9040	26
Figura 12 – Variação da impedância com a frequência [7]	27
Figura 13 – Autocorrelação do chirp com janela Hamming [8]	28
Figura 14 – Chirp [8]	29
Figura 15 – Sistema de detecção do sinal	30
Figura 16 – Diagrama de blocos de funcionamento geral	34
Figura 17 – Diagrama de blocos do processamento geral executado no DSP	34
Figura 18 – Diagrama de fluxo de sinal [8]	35
Figura 19 – Diagrama de fluxo de sinal das tarefas [8]	36
Figura 20 – Diagrama de blocos do oversampling	36
Figura 21 – Diagrama de blocos da conversão para banda-base	37
Figura 22 - Filtro optimo complexo, normalização e detector de pico	38
Figura 23 – Tempo de espera (Buffer de Recepção)	39
Figura 24 – Diagrama de Blocos do Sistema Global	41
Figura 25 - Kit eZdsp F2812	42
Figura 26 - Placa de aquisição “Locus Board”	42
Figura 27 – Diagrama do Circuito de Envio/Recepção dos Ultra-Sons	42
Figura 28 – PCB do circuito amplificador	43
Figura 29 – Dissipação no LM3886T (Script 4)	45
Figura 30 – Receptor de ultra-sons	45
Figura 31 - Consumo de potência do DSP2812 em função da frequência [11]	46
Figura 32 – Regulador de 5V (7805)	46
Figura 33 – Diagrama do conversor Flyback	48
Figura 34 – PCB do circuito flyback	49
Figura 35 – Diagrama de blocos do circuito LM2585 [12]	49
Figura 36 – Divisor resistivo para	50
Figura 37 – Diagrama representativo do fluxo de energia	51
Figura 39 – Dissipação no LM2885 (Script 4)	53
Figura 40 – Circuito com dimensionamento baseado no software da National	53
Figura 41 – Sistema para percepção da origem do som 1	57
Figura 42 – Sistema para percepção da origem do som 2	57
Figura 43 - Sistema para percepção da origem do som 3	58
Figura 44 – Espectro do sinal FM a 500Hz	59
Figura 45 – Espectro de uma sinusóide pura do sinal a 500Hz	59
Figura 46 – Espectro do sinal FM a 750Hz	60
Figura 47 – Espectro de uma sinusóide pura a 750Hz	60
Figura 48 – Espectro do sinal FM a 1000Hz	61
Figura 49 – Espectro de uma sinusóide pura a 1000Hz	61
Figura 50 – Tabela Seno (tabSin)	62
Figura 51 - Atenuação nos canais esquerdo e direito	64
Figura 52 - Ganho nos canais esquerdo e direito	65
Figura 53 – Representação gráfica da propagação do som no atraso	66
Figura 54 – Diagrama de fluxo de sinal com o som implementado	68
Figura 55 – Task1 com o Enable do Som	69
Figura 56 – Relação entre o display e o condutor	69

Figura 57 – Gama de acção do scanning planar	70
Figura 58 - Erro entre duas amostras consecutivas da tabela seno	72
Figura 59 – Sinal obtido no DSP	72
Figura 60 – Experiência de determinação de distâncias	73
Figura 61 - – Transdutor de envio (em cima) e de recepção (em baixo)	74
Figura 62– Representação da experiência	75
Figura 63 – Circuito Teste para Determinação de uma Indutância.....	81
Figura 64 – Sinal $V_L(t)$	82

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Características dos dispositivos para envio e recepção de ultra-sons [Anexos-deduções]	25
Tabela 2 - Variação da impedância do ITC com a frequência[8]	27
Tabela 3 – Comparação entre díodos de potência	48
Tabela 4 - Parâmetros de comparação entre o circuito desenvolvido e o circuito sugerido pela National	54
Tabela 5 – Gama de frequências audíveis pelos animais[13]	56
Tabela 6 – Resultados dos testes detecção de obstáculos	74
Tabela 7 – Percentagem de Radiação Recebida pelo Obstáculo	75

Capítulo 1

1. Introdução

O Departamento de Electrónica da Universidade de Aveiro tem vindo a participar na Shell Eco-Marathon com o veículo Ícaro desenvolvido integralmente por alunos e professores. O objectivo deste campeonato é o de conseguir cumprir a prova com o mínimo de combustível, conseguindo a generalidade das equipas desempenho assinaláveis. Um dos factores importantes é a aerodinâmica dos veículos que obriga o condutor a realizar a condução numa posição pouco confortável e com os movimentos bastante restringidos.

A condução do veículo é um aspecto importante no desempenho conseguido na prova devendo o condutor levar a cabo uma condução que permita poupar o máximo de combustível. Dado que a prova é executada com vários concorrentes na pista, o condutor, para além de se concentrar numa condução eficaz tem de ter em atenção os concorrentes e evitar acidentes. Para o efeito, o Ícaro dispõe de dois espelhos retrovisores que devido à sua reduzida dimensão e aos reflexos causados na cobertura da capota do condutor são de reduzida utilidade.

Assim, pensou-se em utilizar como meio auxiliar de condução um sistema de detecção de veículo que se aproximem do Ícaro pela retaguarda em manobra de ultrapassagem, uma vez que é esta situação que apresenta maior perigosidade. A tecnologia

escolhida foram os ultra-sons e pretende-se que este avise o condutor através sinais acústicos e visuais de modo a libertar a atenção do condutor para a condução eficiente.

O trabalho apresentado neste texto vem na continuação de um projecto realizado no ano anterior em que se desenvolveram grande parte dos componentes e algoritmos do sistema. Contudo, alguns aspectos ficaram por desenvolver:

- Teste do emissor de ultra-sons com uma maior directividade e potência ITC;
- Teste do amplificador de sinal;
- Projecto e teste da fonte de alimentação comutada;
- Desenvolvimento do algoritmo de geração dos sinais de aviso binaurais;
- Teste da interface de aviso visual;

Todos estes aspectos foram desenvolvidos durante os trabalhos desta dissertação tendo-se conseguido colocar o protótipo completo a funcionar e realizar testes em ambiente laboratorial da detecção de obstáculos.

1.2. Motivação

A maioria dos automóveis lançados no mercado nos últimos anos, dispõe de sensores de estacionamento que medem a distância a obstáculos utilizando a medição do tempo de voo de ondas acústicas. No entanto, estes sistemas apenas conseguem realizar a detecção de obstáculos existentes a curta distância e em situações em que a velocidade relativa entre o automóvel e o obstáculo é pequena sendo por esse motivo utilizados apenas como auxiliares de estacionamento.

No trabalho apresentado pretende-se realizar a detecção de veículos automóveis participantes na eco-maratona shell que se aproximem pela retaguarda do veículo e que possam assim constituir um perigo. Apesar do veículo possuir um par de espelhos retrovisores, estes não permitem uma visualização clara do que se passa na retaguarda tornando-se assim necessário dispor de equipamento auxiliar de detecção. Neste caso optou-se por um sistema baseado igualmente em ultra-sons e medição do tempo de voo da onda acústica entre o veículo e os obstáculos (veículos concorrentes).

Apesar da aparente semelhança deste problema com os auxiliares de estacionamento existentes nos veículos comerciais, o desafio afigura-se bem mais complexo. O principal problema reside na distância a que se pretende detectar os veículos

concorrentes, entre 6 e 10 metros e o facto de estes constituírem obstáculos de difícil detecção dada a sua carroçaria aerodinâmica.

O sistema a construir deveria ser dotado de um sistema de aviso intuitivo com informação acústica e visual devendo fornecer informação da distância a que encontra o veículo concorrente que se aproxima e a sua direcção.

1.3. Resultados Principais

Foi concluído o projecto iniciado no ano anterior, que com a possível implementação de um sistema “embedded” reúne condições para ser colocado no Ícaro. Foram conduzidos testes de detecção de um obstáculo de dimensões reduzidas a distâncias de 6 metros tendo-se obtido erros menores que 10cm. Foi igualmente testada uma interface áudio com o condutor que indica a proveniência do veículo em aproximação utilizando informação binaural. Esta informação é complementada com um painel de leds.

1.4. Estrutura da dissertação

A dissertação está dividida em seis capítulos, no segundo é tratada a detecção de obstáculos por ultra-sons, no terceiro, é efectuada análise dos sistema a implementar, neste caso a especificidade de ser implementado num veículo que participa na Shell Eco-Marathon, sendo necessária a avaliação de vários dispositivos de detecção de obstáculos com ultra-sons. O quarto capítulo centra-se nos avisos que o condutor recebe ao nível da audição e visão. No quinto são descritos resultados provenientes da interface de áudio e da detecção de obstáculos. No sexto é efectuada a conclusão relativa ao trabalho efectuado, detectando possíveis lacunas e trabalho futuro a ser efectuado.

Capítulo 2

2. Detecção de obstáculos com ultra-sons

Algumas espécies de animais, como por exemplo os morcegos, golfinhos e algumas espécies de peixes utilizam os ultra-sons como forma de visão, permitindo-lhes ver para onde se deslocam e até mesmo caçar presas nas noites mais escuras. No entanto, o morcego tem um lugar de destaque pela elevada eficiência com que realiza a eco-localização. Os morcegos são capazes de voar, através de obstáculos de pequenas dimensões e determinar a velocidade relativa de uma presa[1] e realizar a sua identificação.

2.1. Produção de ondas ultra-sonoras (Piezoelectricidade)

Numerosas tentativas para obter ultra-sons, de potência elevada, foram levadas a cabo até 1912. Surgiram vários trabalhos, como o de Richardson e Chilowsky, que no entanto, não resolveram o problema da produção de ultra-sons de potência elevada. Paul Langevin conseguiu, em 1924, a solução do problema, utilizando o fenómeno da piezoelectricidade [2]. A piezoelectricidade é a produção de cargas eléctricas superficiais, devido a pressão ou tracção, em diversos cristais, como o quartzo e a turmalina [3].

A piezoelectricidade dá origem ao efeito piezoeléctrico, que se baseia no facto de que num campo eléctrico alternado, as deformações variam com a frequência do campo, e

quando a frequência é igual à do cristal (o que depende da sua forma e do seu tamanho), obtém-se um efeito de ressonância [3], gerando ultra-sons quando essa frequência está na gama dos ultra-sons.



Figura 1 - Gama de frequências do som

O outro tipo de dispositivos produtores de ultra-sons baseiam-se no fenómeno da magnetostricção[2].

2.2. Determinação da distância utilizando geradores piezoeléctricos

A detecção de obstáculos faz-se detectando os ecos recebidos. A determinação da distância percorrida tendo por base a atenuação possui muita incerteza pois esta depende da frequência da onda, humidade e temperatura do ar, pressão atmosférica, e forma do objecto.

Neste trabalho optou-se por utilizar o “Método do Tempo de Voo”, tendo-se utilizado um sensor de temperatura para compensar as variações deste parâmetro. Neste método determina-se a distância d , calculando o tempo que a onda demora desde ser enviada até ser recebida.

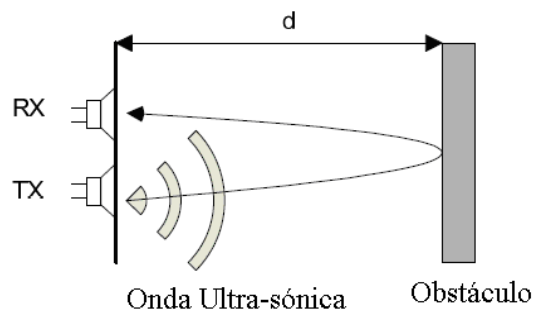


Figura 2 – Reflexão do ultra-som no obstáculo

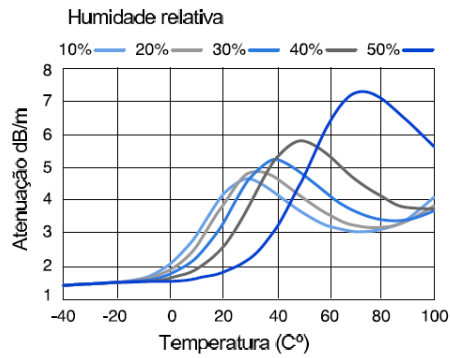


Figura 3 - Atenuação de uma onda a 100KHz em ordem da temperatura e da humidade a 1 atmosfera de pressão [4]

Como se pode verificar (Figura 3) a partir dos 0° a humidade também influencia a atenuação que a onda acústica sofre.

2.3. Determinação da velocidade relativa (Efeito de Doppler)

Um dos objectivos deste trabalho é determinar a velocidade relativa, com base no efeito de doppler. No trabalho anterior chegou-se á conclusão que seria possível determinar a velocidade relativa do obstáculo que se detecta analisando a frequência do sinal recebido, sendo a velocidade do obstáculo detectado maior, quando a frequência do sinal recebido é maior e menor quando a frequência do sinal recebido é menor.

Para análise do efeito de Doppler existe uma fonte que emite uma onda acústica, com frequência f_F e um receptor que recebe essa onda, sendo que a frequência da onda acústica no receptor (obstáculo) é f_R .

Existem duas possibilidades de cálculo relativamente à frequência de recepção, quando a fonte está parada e quando esta está em movimento, sendo que nos dois casos o receptor está em movimento. Neste trabalho iremos dar relevo ao segundo caso, pois na Shell Eco-Marathon os dois veículos (Fonte e Receptor) estão em movimento.

2.3.1. Fonte Parada e Receptor em Movimento

$$f_R = \left(1 + \frac{v_R}{v}\right) f_F \quad [5]$$

v – velocidade _do _som
 v_R – velocidade _do _obstáculo
 v_F – velocidade _da _fonte
 f_R – frequência _do _receptor
 f_F – frequência _da _fonte

2.3.2. Fonte em Movimento e Receptor em Movimento

$$f_R = \frac{v + v_R}{v + v_F} \times f_F \quad [5]$$

Desenvolvendo temos que a velocidade do obstáculo é:

$$v_R = \frac{f_R}{f_F} (v + v_F) - v$$

Capítulo 3

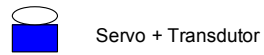
3. Projecto de um sistema de detecção de veículos para a eco-maratona



Figura 4 - --Veiculo da Shell Eco-Marathon

Os veículos da eco-maratona possuem elevada aerodinâmica e velocidade de ponta de aproximadamente 60Km/h [6]. Neste trabalho vão ser detectados veículos e determinada a sua distância relativamente ao veículo que possui o sistema implementado, neste caso o Ícaro.

- Veículo A
- Veículo B
- Veículo C



Velocidades: v_A, v_B, v_C, v_{ICARO}

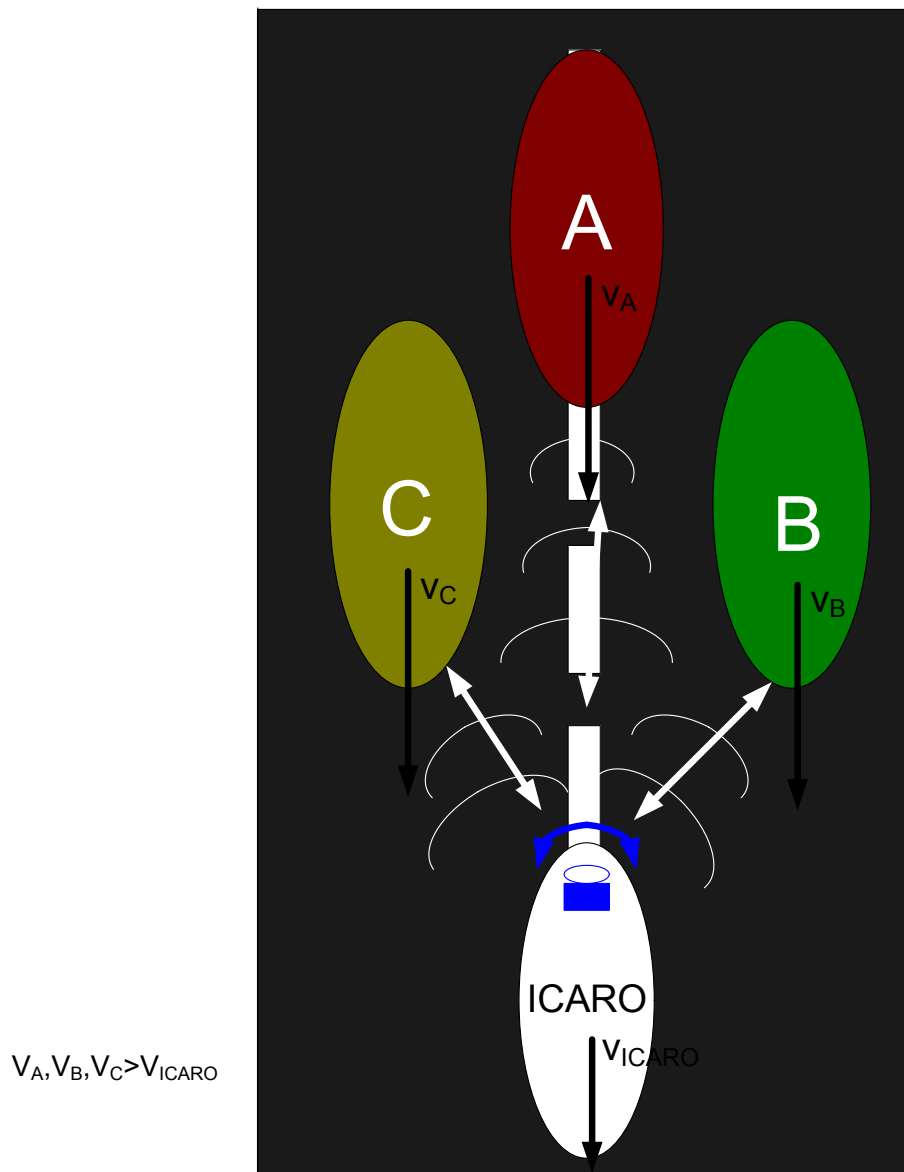


Figura 5 – Diagrama da representação física do sistema

Na Figura 5 está representado a rotação do servo que faz o scanning planar, a propagação das ondas ultra-sonoras em 3 direcções possíveis e possíveis obstáculos.

3.1. Descrição dos problemas de localização

Neste sistema existem problemas associados ao tipo de veículos a detectar e às características do meio sobre o qual o sinal é transmitido. Como os veículos a detectar possuem elevada aerodinâmica, a energia das ondas que reflectem no plano perpendicular à onda incidente é diminuta logo o eco recebido tem uma baixa energia, pelo que será necessário utilizar emissores com alguma potência e um diagrama de ultra-sons com radiação estreita (Beam). O material do piso também tem de ser tido em conta, pois as reflexões provenientes do piso (reflexões parasitas) podem mascarar o sinal na recepção, constituindo um factor de erro na determinação da distância.

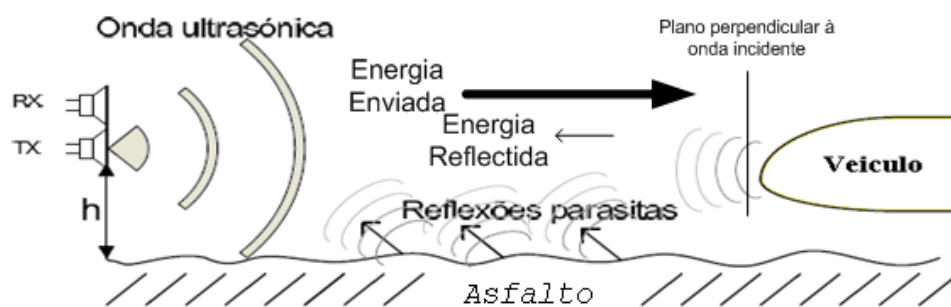


Figura 6 – Reflexões parasitas e energia enviada e reflectida

É necessário que o obstáculo possua parte da sua forma frontal, perpendicular às ondas incidentes. Caso possua uma forma do tipo da apresentada na não vai ser possível determinar a distância, dado não existir qualquer reflexão na direcção da incidência.

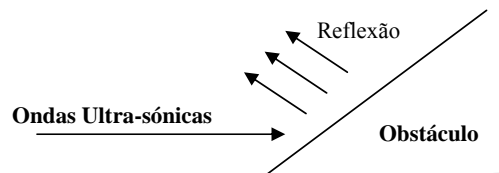


Figura 7 – Obstáculo sem sinal devolvido para a origem

Devido ao efeito de Doppler, e uma vez que os ecos no asfalto se afastam do Ícaro e os veículos a detectar se aproximam, devido ao efeito de Doppler estes dois sinais vão estar em bandas diferentes do espectro recebido. Assim, desenvolveu-se um sistema de

processamento digital de sinal que realiza a filtragem do sinal de ruído, minimizando assim o mascaramento dos ecos provenientes dos veículos. Só irão ser detectados veículos que possuam velocidade superior à velocidade do Ícaro, visto que, irão ser eliminados todos os sinais com frequências inferiores á de envio

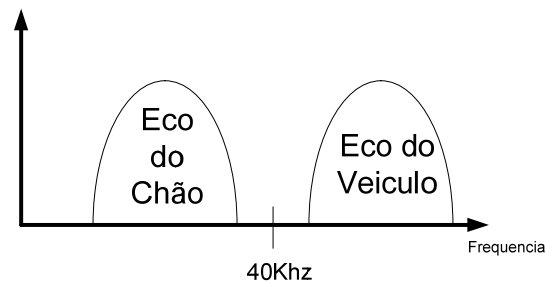


Figura 8 – Resposta na frequência dos possíveis ecos recebidos

3.2. Tipo de transdutores de ultra-sons a utilizar

Outra forma encontrada de diminuir o efeito de mascaramento provocado pelos ecos parasitas provenientes do solo na recepção dos ecos provenientes dos veículos a detectar consistiu na escolha de um transdutor com um diagrama de radiação/sensibilidade bastante estreito. Inicialmente foram testadas várias soluções tentaram melhorar o diagrama de radiação utilizando sensores de baixo custo. Foram construídas quatro soluções diferentes e comparadas o seu desempenho segundo os seguintes parâmetros:

- Lóbulo de radiação
- Lóbulo de recepção
- Potência emitida

Na Tabela 1 podemos comparar as três soluções testadas:

- Array de sensores de ultra-sons
- Corneta
- Antena parabólica reflectora

Infelizmente nenhuma das soluções resolveu o problema de forma satisfatória, tendo-se optado por adquirir o transdutor ITC9040.

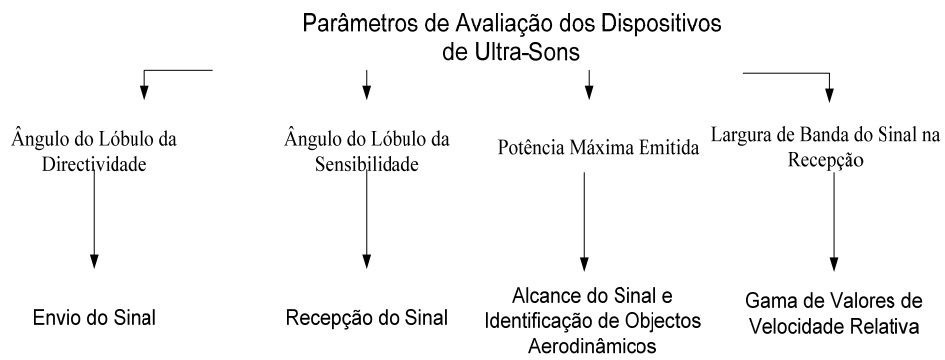


Figura 9 – Parâmetros de Avaliação dos Dispositivos de Ultra-Sons

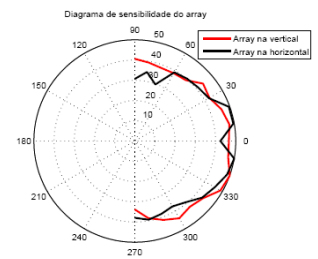
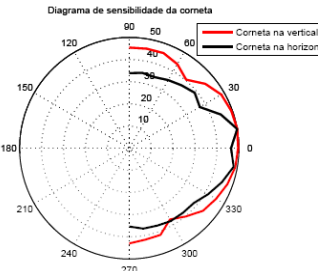
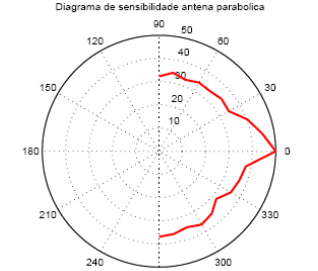
Dispositivo de Envio / Recebida	Ângulo do Lóbulo da Directividade(°)	Ângulo do Lóbulo da Sensibilidade (°)	Potência Máxima Enviada (W)	Largura de Banda do Sinal na Recepção (Khz)
Array de Ultra-Sons	(Prowave400ST160) 55		5,33	2
Corneta (Guia de Onda Rectangular)	(Prowave400ST160) 55		1,33	2
Antena Parabólica	(Prowave400ST160) 55		1,33	2
Transdutor Potência (ITC9040) / Transdutor 400ST(R)120	10	55	39	2

Tabela 1 - Características dos dispositivos para envio e recepção de ultra-sons [Anexos-deduções]

Partindo da Tabela 1 é possível verificar que o ITC é o dispositivo que possui menor ângulo de directividade e envia uma maior potência sendo o ideal para o envio. Para além disso também possui alguma largura de banda de sensibilidade possibilitando uma maior gama de valores de velocidade relativa, sendo desconhecido o seu ângulo de sensibilidade, apesar disso, optou-se, inicialmente por utilizá-lo como emissor e receptor.

Para fornecer energia ao ITC foi necessário construir um conversor DC-DC que fornece energia partindo da bateria. A solução encontrada foi um conversor comutado que a partir dos 12Volts da bateria gera +40 e -40Volts. No entanto, estas fontes necessitam de uma concepção minuciosa para não produzirem ruído a altas frequências (devido do switching). O conversor elaborado possui ruído na sua saída e este reflecte-se no amplificador utilizado no envio de ultra-sons, este por sua vez reflecte-se na recepção, pois o circuito de envio está acoplado ao circuito de recepção. Dado que o sinal na recepção possui uma amplitude diminuta na ordem dos mV e existe uma relação sinal-ruído baixa, impossibilita a detecção do chirp na recepção. Para colmatar esse problema foi utilizado um outro transdutor para que o circuito de envio seja independente do circuito de recepção. Este transdutor de recepção deve possuir um ângulo com valor baixo no lóbulo de recepção (sensibilidade) para não absorver ultra-sons provenientes do solo.

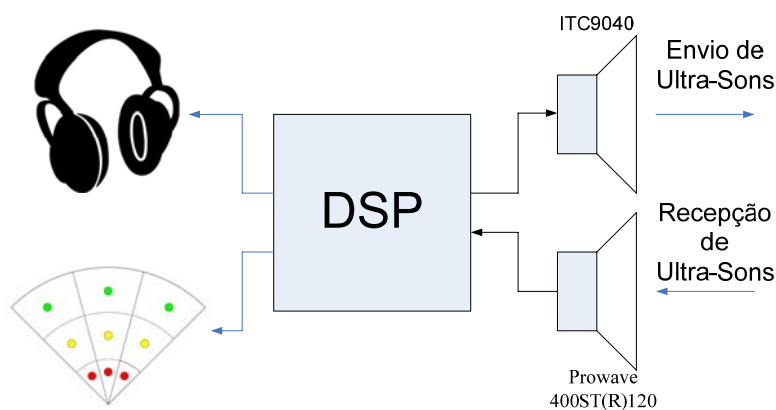


Figura 10 – Diagrama de Blocos do Sistema

3.2.1. ITC 9040



Figura 11 – Transdutor ITC9040

O transdutor utilizado para envio dos ultra-sons é o ITC9040. Entre vários dispositivos este foi o escolhido pois possui um ângulo do lóbulo principal de directividade de aproximadamente 10° e também permite transmitir um sinal de potência considerável.

Uma variável importante é a impedância do ITC, que varia em função da frequência tal como a Figura 12 mostra. Esta vai ser utilizada para dimensionar:

- potência a fornecer pelo transformador do conversor flyback;
- dissipador no LM3886T (amplificador de áudio);
- dissipador no LM2585 (regulador flyback);

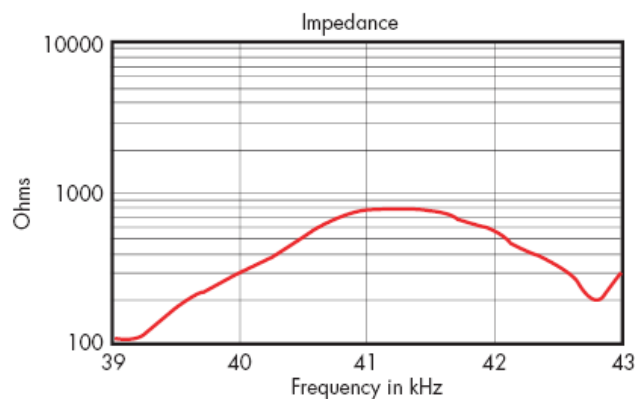


Figura 12 – Variação da impedância com a frequência[7]

A gama de frequência com que o transdutor vai funcionar está compreendida entre 39 e 41 KHz.

Frequência [Khz]	Impedância do ITC [Ω]
40,04	256
41,21	348

Tabela 2 - Variação da impedância do ITC com a frequência[8]

3.2. Determinação da distância e identificação da direcção do obstáculo

3.2.1. Sinal de ultra-sons transmitido

Uma das principais dificuldades na detecção de obstáculos com ultra-sons, resulta da reduzida intensidade dos ecos reflectidos. Assim, idealizou-se o uso de técnicas de correlação de sinais conhecidos para recuperação de sinais com uma fraca relação sinal-ruído[8].

O Chirp

O sinal a ser transmitido consiste numa sinusóide modulada em frequência de forma linear ao longo do tempo, desde uma frequência inicial f_{inicial} até uma frequência f_{final} . O chirp enviado é gerado através da amostragem do sinal:

$$\text{chirp}(t) = h(t) \cos(w_{\text{inicial}} \times t + \beta \times t^2), \quad t \in [0, T]$$

$$\beta = \frac{W_{\text{inicial}} - W_{\text{final}}}{2T},$$

sendo T a duração do chirp e $h(t)$ uma janela de Hamming. Esta janela é usada para reduzir os lóbulos laterais existentes aquando da autocorrelação do chirp. A frequência da portadora é:

$$w_{\text{portadora}} = \frac{W_{\text{inicial}} + W_{\text{final}}}{2}$$

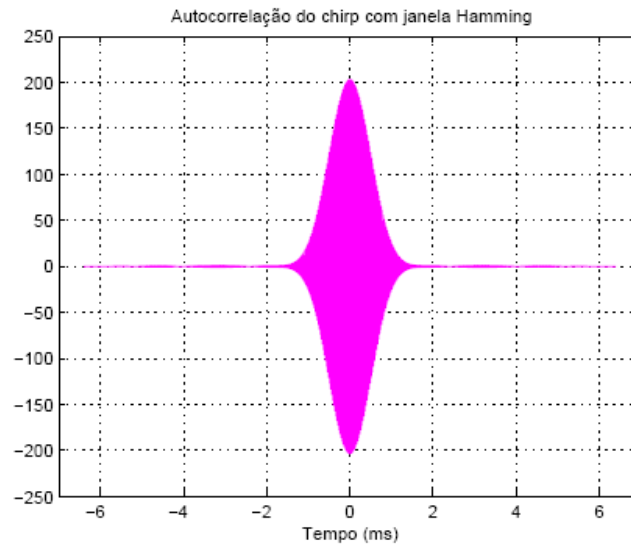


Figura 13 – Autocorrelação do chirp com janela Hamming [8]

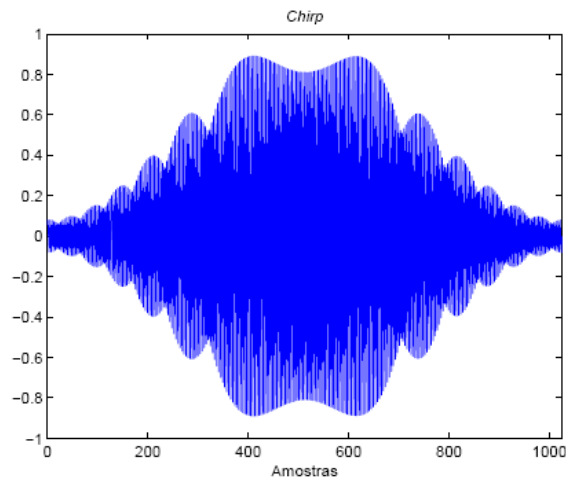


Figura 14 – Chirp [8]

O chirp (Figura 14) vai ser enviado com 1024 amostras a uma frequência de amostragem de 160Khz. A portadora varia entre 39Khz e 41Khz.

3.2.2. Sistema de determinação da distância e identificação da direcção do obstáculo

O sistema para determinação da distância baseia-se em dois métodos, o primeiro está relacionado com o tempo de ida e volta dos ultra-sons, através do qual é determinada a distância ao obstáculo, o segundo com o método como é detectado o sinal transmitido por ultra-sons, o método de detecção do sinal por correlação.

Método do Tempo de Voo

O sistema de determinação da distância tem por base o “Método do Tempo de Voo” [8], este método consiste no facto de um sinal de ultra-som enviado se deslocar no ar, a cerca de 340m/s. Como a sua deslocação sofre um atraso é possível determinar a distância total percorrida, esta por sua vez, é o dobro da distância até ao obstáculo a partir do qual foi reflectido.

$$d = \frac{vel \times \Delta t}{2}$$

sendo vel a velocidade dos ultra-sons

A velocidade do som é dependente da temperatura $T(^{\circ}\text{C})$, segundo a equação:

$$vel(T) = 331,3 \times \sqrt{1 + \frac{T}{273,15}} [m/s]$$

O princípio geral de funcionamento deste método baseia-se num detector de amplitudes acima de um limiar de decisão pré-estabelecido. Para calcular a distância ao obstáculo, inicia-se a contagem de tempo desde o envio e de seguida detecta-se o máximo de amplitude do sinal recebido, quando esta estiver acima do limiar de decisão, termina-se a contagem, com base na contagem desse tempo e em $vel(T)$ e d é possível determinar a distância a que se encontra o obstáculo. Os sistemas de determinação de distâncias a obstáculos baseados neste método apresentam algumas desvantagens[8]:

- Dependem fortemente da amplitude do sinal emitido e do ângulo de radiação do emissor;
- A amplitude do sinal recebido depende da posição do obstáculos face ao emissor;
- A amplitude do sinal reflectido depende da estrutura geométrica do obstáculo;

Método de detecção do sinal por correlação

O método de detecção do sinal por correlação baseia-se no facto de a autocorrelação do sinal emitido (chirp) ser um impulso com amplitude dependente do seu período e duração dependente da largura de banda do chirp.

$$R_{xx}(Chirp(T)) = A(T)\delta(\tau)$$

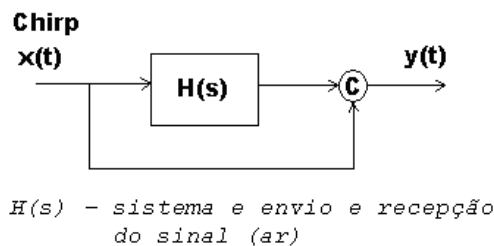


Figura 15 – Sistema de detecção do sinal

Dado um sistema linear e invariante no tempo, com uma resposta impulsional discretizada $h[n]$, quando excitado por uma sequência de entrada $x[n]$ produz uma sequência de saída $y[n]$ que é obtida através da convulsão de $x[n]$ com $h[n]$.

$$y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} h[n] \times x[k-n]$$

Quando temos um sinal $x[n]$ à entrada de um sistema linear que tem uma resposta impulsional igual a uma versão de $x[n]$ invertida no tempo. Relembrando a equação da convolução, temos que inverter no tempo a resposta impulsional, multiplicar pelo sinal de entrada e acumular para determinar a saída a um dado instante. Neste caso, estamos perante o cálculo da função de autocorrelação de $x[n]$ para um dado deslocamento temporal. Assim, a saída do sistema terá uma forma igual à função de autocorrelação de $x[n]$. Um sistema linear assim é chamado de matched filter, uma vez que a resposta impulsional do filtro coincide com o sinal a detectar [8]. Temos:

$$h[n] = x_c[N-n] \quad x_c[N-n] - \text{Sinal de envio invertido no tempo}$$

$$y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_c[N-n]x[k-n] \quad x[N-k] - \text{sinal à entrada do filtro}$$

Com esta técnica, temos na saída, um impulso sempre que seja detectado no buffer de recepção o chirp.

Parâmetros que influenciam o limite máximo de distância detectada

Os parâmetros que influenciam o limite máximo de distância detectada são:

- potência do sinal enviado / amplitude do sinal enviado;
- ganho do circuito de recepção (acondicionamento);
- atenuação;

Potência do Sinal Enviado /Amplitude do Sinal Enviado

Quanto maior a energia enviada, maior é a distância percorrida pelos ultra-sons. A potência é directamente proporcional à energia pois:

$$P = \frac{\Delta E}{\Delta t} [W]$$

ou seja, quanto mais energia for enviada por unidade de tempo, maior é a potência.

A impedância do ITC varia com a frequência, esta varia entre 39Khz e 41Khz (Chirp). A sua impedância vai variar entre 100 Ω e 300 Ω , sendo que o valor para a frequência central é de 256 Ω .

A potência do sinal enviado pode ser aproximada por:

$$P(40\text{ KHz}) = \frac{V^2}{256} [W],$$

sendo que a potência é directamente proporcional à tensão aplicada aos terminais do transdutor.

Ganho do Circuito de Recepção (Acondicionamento)

Quanto maior a distância a ser percorrida, maior é a atenuação, sendo necessário para distâncias consideráveis amplificar o sinal de entrada para que este possa ser adquirido pela ADC e posteriormente ser tratado digitalmente. Este ganho vai influenciar o limiar de decisão à saída da correlação.

Atenuação

O “Método do Tempo de Voo”[8] não tem em consideração um parâmetro limitativo da distância máxima detectada pelo sinal, a atenuação. Este parâmetro varia em função da temperatura do ar, humidade e pressão atmosféricas. Este parâmetro não é tido em conta, pois, para as distâncias em causa pode ser desprezado, dado existir sempre amplitude do sinal necessária para detectar o sinal na recepção. Para uma frequência de 40Khz uma onda ultra sónica sofre uma atenuação de aproximadamente de 1,3dB/m [8].

Parâmetros que influenciam a identificação do obstáculo

Os parâmetros que influenciam a identificação do obstáculos são:

- Potência do sinal enviado;
- Período do chirp;

Potência do Sinal Enviado /Amplitude do Sinal Enviado

Para obstáculos aerodinâmicos é necessário enviar muita energia, para que uma porção razoável seja devolvida ao emissor, como tal, quanto mais aerodinâmico o obstáculo, maior a quantidade de energia necessária para o identificar.

Período do Chirp

Quanto maior o período do chirp do sinal enviado, maior vai ser a amplitude do sinal resultante da correlação, ou seja, a amplitude do impulso. Mesmo que o sinal de instrumentação recebido tenha pouca amplitude, existe uma compensação no seu período, permitindo identificar um obstáculo, mesmo se este reflectir pouca energia, pois a amplitude resultante da correlação entre o chirp e o sinal recebido depende do período do sinal enviado. Desta forma o valor limiar, resultado da correlação, para detecção de um obstáculo é atingido, mesmo que o sinal recebido possua pouca amplitude.

3.3. Sistema Implementado (Software)

3.3.1. Diagrama de funcionamento

Na Figura 16 está representado o algoritmo da aplicação executada no DSP. Existem dois blocos funcionais, o arranque do sistema que possui a inicialização e configuração de alguns dispositivos. O gestor de tarefas é o bloco funcional mais importante pois é a base do processamento executado no DSP.

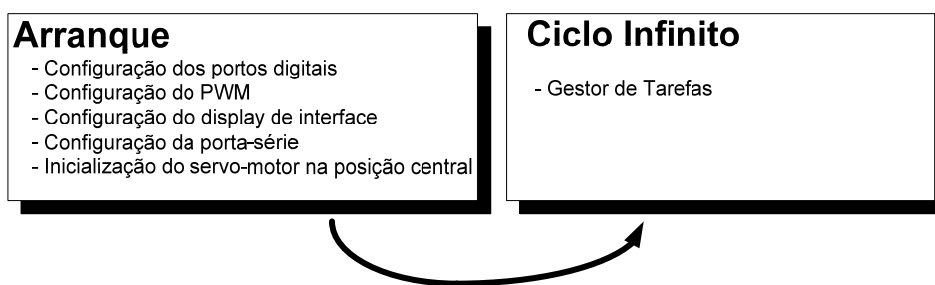


Figura 16 – Diagrama de blocos de funcionamento geral

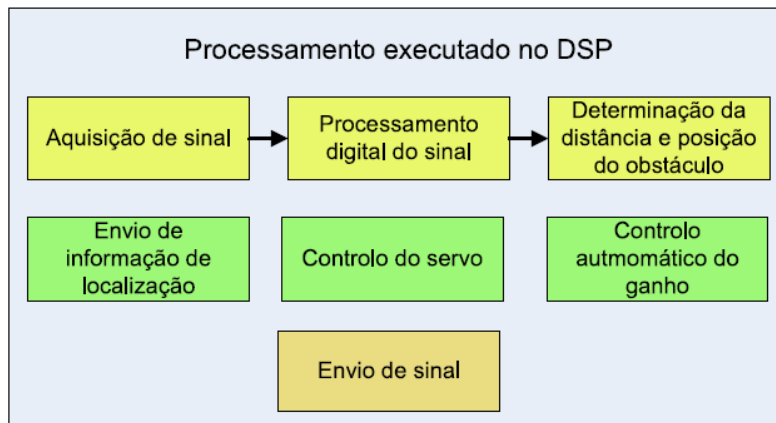


Figura 17 – Diagrama de blocos do processamento geral executado no DSP

3.3.2. Diagrama de Tarefas

Para implementar o sistema de determinação da distância foi implementado um algoritmo de software representado na Figura 18 e na Figura 19

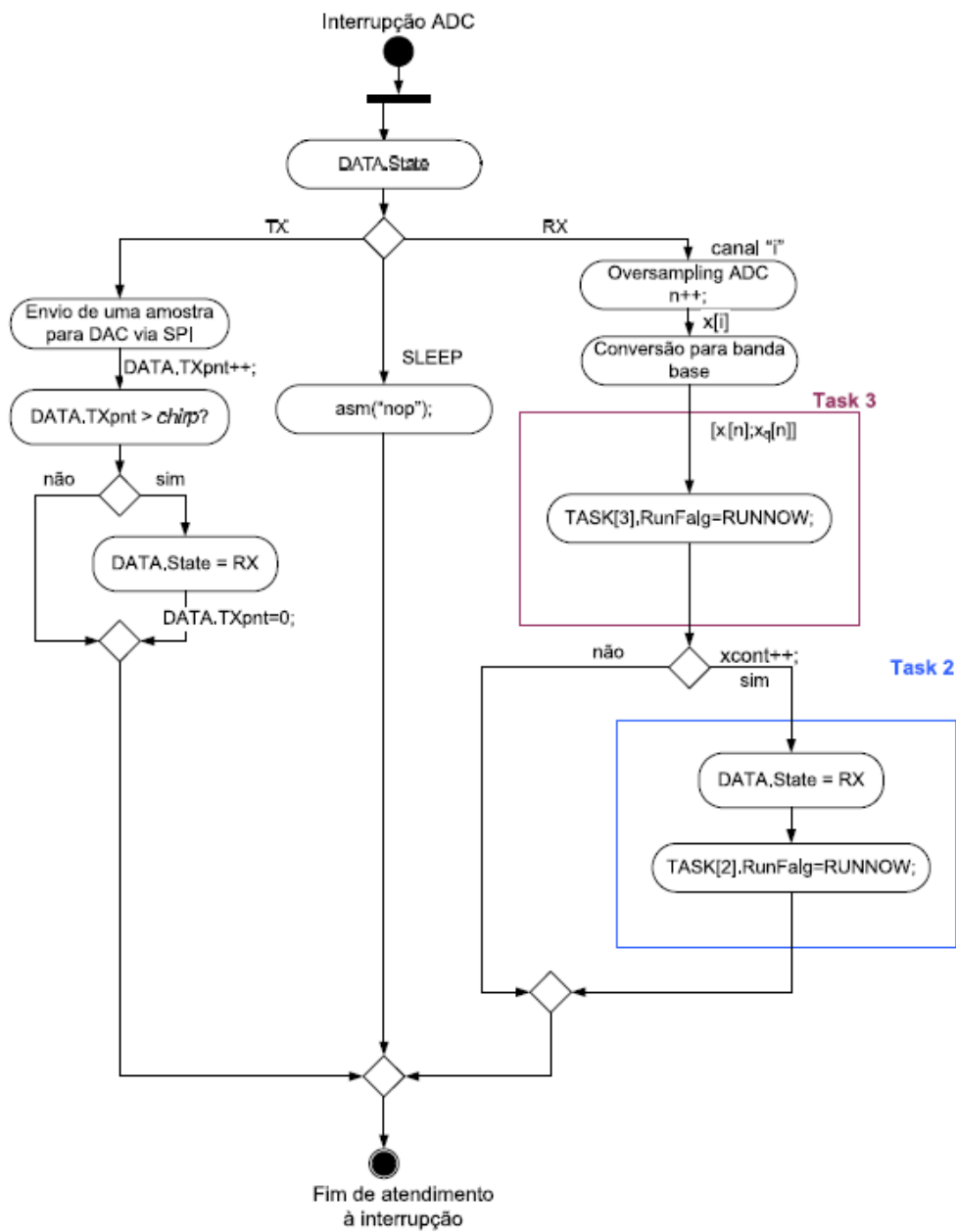


Figura 18 – Diagrama de fluxo de sinal [8]

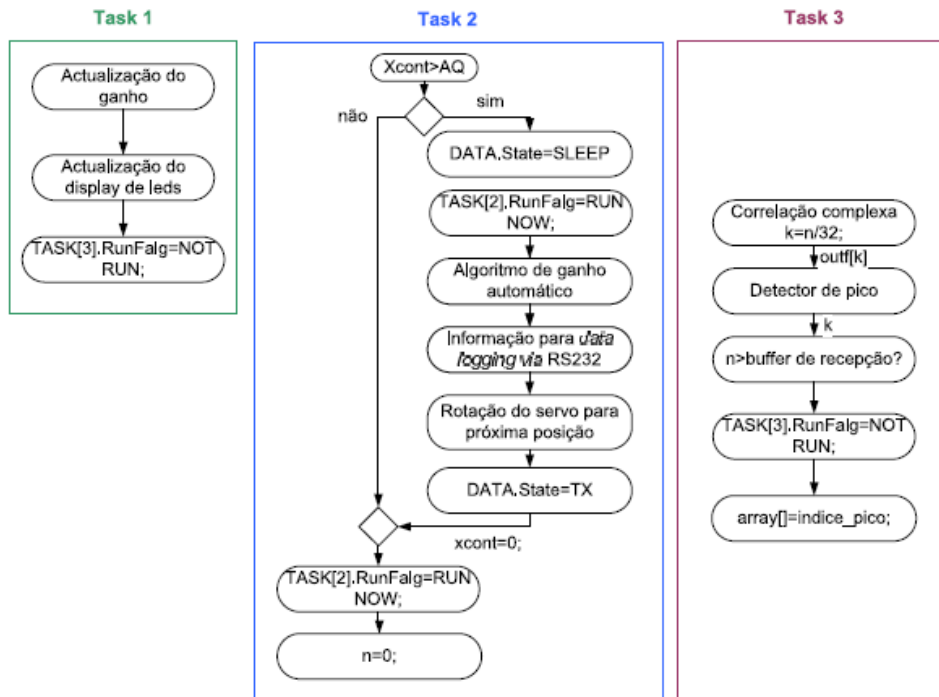


Figura 19 – Diagrama de fluxo de sinal das tarefas [8]

Oversampling na ADC

No momento de aquisição do sinal na ADC, são processadas várias amostras em simultâneo e de seguida é calculada a média. Esta técnica introduz a vantagem de reduzir/cancelar ruído existente num sinal quando amostrado na presença de ruído aleatório. Com a utilização desta técnica obtêm-se reduções do ruído por um factor de $1/\sqrt{N}$. A frequência de amostragem da ADC deverá ser de 160Khz. No entanto, este valor não é exacto devido à programação dos pré-scalars do timer que gera a interrupção da ADC, sendo o valor prático de 160256Khz [8].

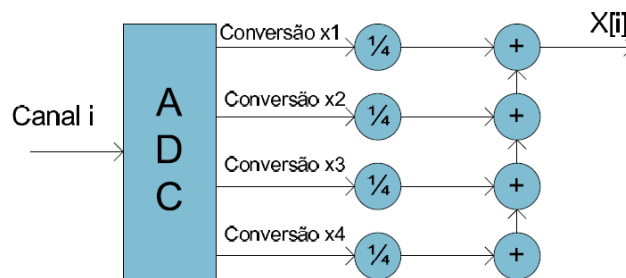


Figura 20 – Diagrama de blocos do oversampling

Conversão para banda base

Após a aquisição do sinal é executada a transformação para banda-base. O algoritmo executado neste bloco é composto por um desmodulador que separa as componentes do sinal em fase e quadratura. Em seguida é aplicado um filtro polifásico de anti-aliasing uma vez que se efectua uma decimação por 32 dos sinais desmodulados. Na Figura 21 observa-se o modelo equivalente da transformação banda-base implementada numa forma eficiente. O conversor banda-base foi implementado no DSP2812 directamente em linguagem assembly devido à sua complexidade de cálculo [9].

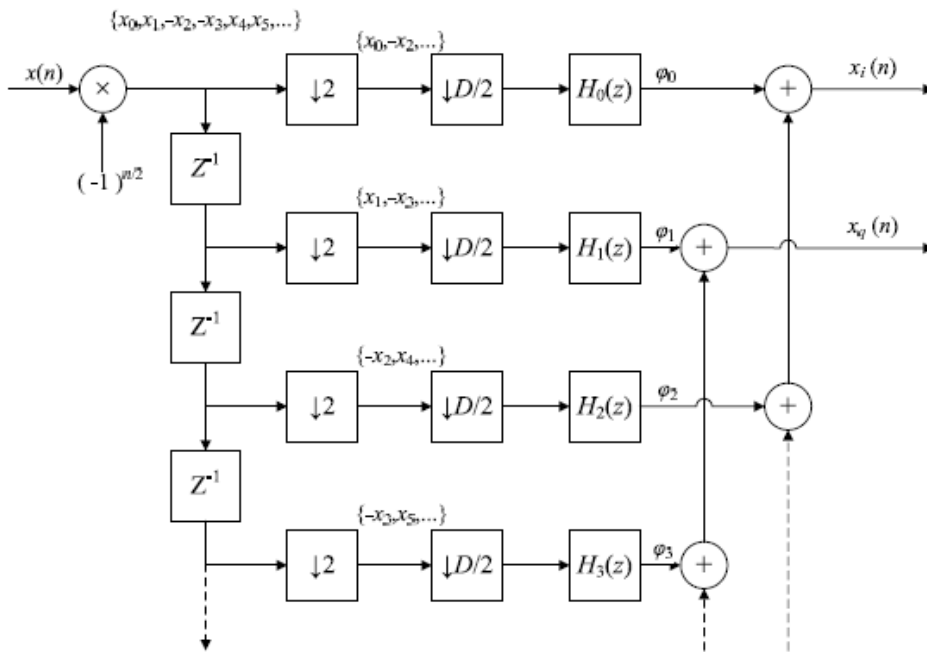


Figura 21 – Diagrama de blocos da conversão para banda-base

Correlação Complexa

Posteriormente à conversão para banda-base é invocada a execução da task3. Nesta task é aplicado um filtro óptimo complexo, matched filter, aos sinais x_q e x_i sendo a saída deste filtro também complexa. À saída do filtro efectua-se a normalização do sinal para poder ser efectuada a detecção de pico. Na Figura 22 observa-se um diagrama de blocos em que se representa a decomposição na componente me fase e quadratura apenas para 2 fases seguida de correlação complexa com chirp.

A correlação é efectuada pela função `complex_filter`, nesta função é efectuada a correlação entre o chirp e o sinal no buffer de recepção [8].

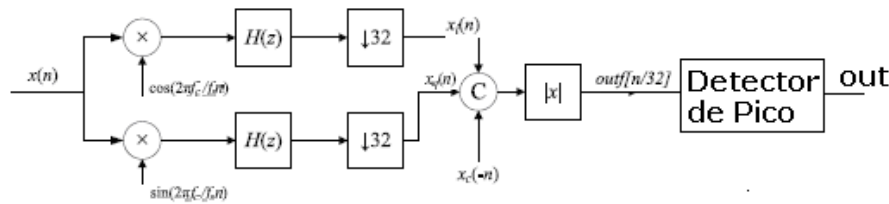


Figura 22 - Filtro óptico complexo, normalização e detector de pico

Detecção de Pico

O algoritmo de detecção de pico baseia-se na detecção de picos à saída do filtro óptico acima de um valor pré-determinado de limiar, este filtro óptico tem á sua saída um impulso sempre que seja detectado o chirp. Sempre que o pico do impulso é superior ao limiar, é guardado o índice da amostra em que se situa o máximo. O valor de limiar a utilizar deve ser extrapolado através de algumas aquisições com o sistema na ausência de obstáculos. Deste modo, pode atribuir-se um valor de limiar superior à amplitude das perturbações existentes no sinal mediante as condições de detecção [8]. Este limiar é inversamente proporcional a distância, sendo uma variável a ser calibrada de acordo com a distância máxima a ser detectada.

Determinação da distância

O cálculo da distância a que se situa um obstáculo é efectuada sobre o array de índices dos máximos, devolvido após oito aquisições sequenciais do transdutor no mesmo sector. Ou seja, a tarefa onde se efectua a determinação da distância (task2) só é executada após oito ciclos de aquisição. Uma vez concluído, é calculada a média dos valores de índices obtidos e posteriormente a distância correspondente ao índice obtido[8].

$$T = \frac{valorADCsensorTemp \times 10}{327.68}$$

$$c(T) = 3313 + 6 \times \frac{valorADCsensorTemp \times 10}{327.68}$$

$$c(T) = 3313 + 3313 \times \frac{valorADCsensorTemp \times 10}{546.3 \times 327.68}$$

$$c(T) = 3313 + 3313 \times \frac{valorADCsensorTemp \times 10}{546.3 \times 327.68}$$

$$c(T) = 3313 + 3313 \times \frac{valorADCsensorTemp}{17901}$$

$$dist = \frac{indice \times c(T) \times 32}{Fs}$$

Em *dist*, o índice é um número entre 0 e 255 que corresponde ao tamanho do buffer de aquisição decimado por 32 (8192/32=256); *Fa* é a frequência de amostragem e *c(T)* é a velocidade do som no ar em função da temperatura. Todos os cálculos são executados de modo a devolver o valor da distância em decímetros[8]. O buffer de recepção é responsável pela distância máxima detectada, sendo de momento de 8192 amostras, podendo ser detectados obstáculos até aproximadamente 8,5 metros. Este buffer está directamente relacionado com o tempo máximo de espera na recepção, isto é, o tempo de ida e volta do ultra-som sendo que cada amostra do buffer corresponde a um tempo de $\frac{1}{fa}$ segundos.

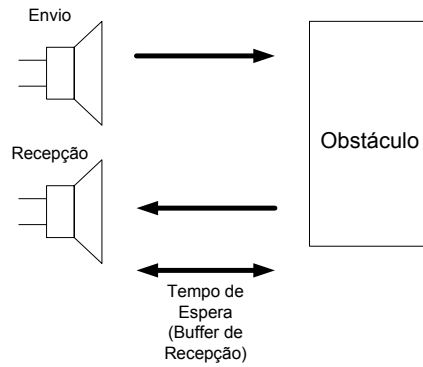


Figura 23 – Tempo de espera (Buffer de Recepção)

O número de amostras a ser inserido como tamanho do buffer de recepção, em função da distância pode ser dado por:

$$N_buffer = distancia \times \left(\frac{2 \times fa}{331,3} \right), \text{ com distância[m]}$$

Algoritmo de Ganho Automático

No sistema de detecção desenvolvido, implementou-se um algoritmo simples de ganho automático com o intuito de diminuir o ganho sempre que exista overflow na ADC ou então aumentar o ganho sempre que não seja possível detectar nenhum obstáculo num sector. Perante o último caso, o sistema possui informação sobre o ganho aplicado para cada sector. Assim é possível comutar o ganho e utilizar diferentes ganhos para cada sector de detecção durante um varrimento completo [8].

Informação para data logging

Um dos requisitos para este sistema era a possibilidade de permitir data logging de informação. Assim, foi desenvolvido um conjunto de rotinas para enviar informação relativamente à distância, sector de aproximação, ganho do sector e temperatura via RS232 para um equipamento de aquisição existente no Ícaro. O baudrate da comunicação série é de 115200 bps [8].

3.4. Sistema Implementado (Hardware)

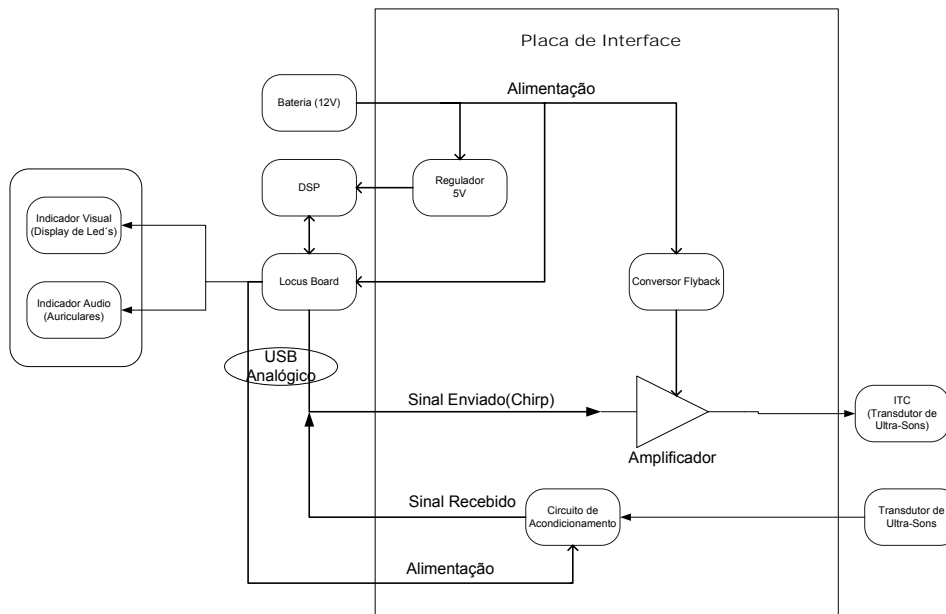


Figura 24 - Diagrama de Blocos do Sistema Global

Para cumprir os objectivos foram designadas as seguintes tarefas :

- dimensionamento e construção do circuito de alimentação do circuito de amplificação;
- dimensionamento do circuito de amplificação do chirp;
- construção da placa interface em PCB;

O processador utilizado para fazer processamento digital de sinal foi o DSP2812, tendo a vantagem em relação a outros dispositivos como a dsPIC de possuir 16 canais de ADC o que permite tratar sinais de vários transdutores.

Vai ser utilizado um kit para programação do DSPf2812 e uma placa de interface com componentes que permitem tirar maior partido do DSP, como por exemplo, amplificadores de ganho programável, esta placa designa-se de “Locus_Board”.



Figura 25 - Kit eZdsp F2812

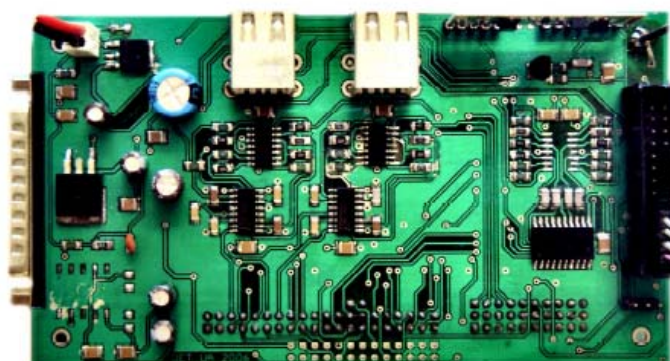


Figura 26 - Placa de aquisição "Locus Board"

3.4.1. Envio e Recepção do Sinal de Ultra-Sons

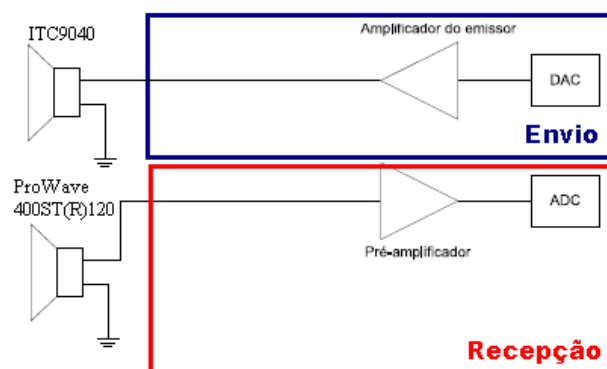


Figura 27 – Diagrama do Circuito de Envio/Recepção dos Ultra-Sons

Circuito de Envio do sinal de ultra-som

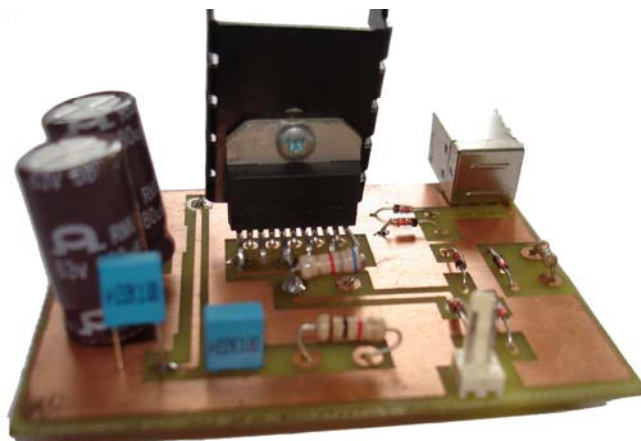


Figura 28 – PCB do circuito amplificador

O amplificador de áudio LM3886T

Para amplificar o sinal (chirp) iremos utilizar o amplificador de áudio LM3886T, que suporta uma potência de 68W. Este funciona com tensão de alimentação $|V^+|+|V^-|$ entre 20 e 84 volts.

Este componente é utilizado para amplificar o sinal mesmo existindo soluções mais eficientes, pois possui maior universalidade, isto é, é possível amplificar uma grande variedade de sinais e colocar na saída uma tensão com elevada excursão de sinal, permitindo satisfazer um dos requisitos do sistema, elevada potência de envio no sinal do transdutor de envio. Para além disso é possível mudar o tipo do sinal de envio, neste caso é o chirp, no entanto o sistema é maleável, sendo apenas necessário alterar o algoritmo de software para alterar o tipo de sinal, tendo apenas em atenção o facto do ganho do amplificador não ser alterado por software por forma a que não ocorra saturação na sua saída, sendo necessárias alterações ao nível do hardware.

Dimensionamento do LM3886T

O ganho tem de ser calculado para que os valores máximos de tensão de saída estejam próximos dos da alimentação do LM3886. Considerando que a excursão de saída máxima varia entre $|V^+|-2$ e $-|V^-|-2$ e o sinal de entrada (chirp) é de 6,7V_{pp}, temos então:

Alimentação via conversor flyback:

$$V^+=35V$$

$$V^-=-35V$$

Considerando na saída um máximo de $71V_{pp}-4 = 66V_{pp}$.

O ganho do LM3886 máximo é: $G_T = \frac{66}{6,7} = 9,85V/V$

Este amplificador possui uma configuração não inversora, logo $G = 1 + \frac{R_5}{R_4}$.

Com $R_5=8,2K\Omega$ e $R_4=1K\Omega$ temos $G=9,2V/V$ e $G_{Prático}=9,5V/V$ para o sinal chirp. Estes ganhos embora inferiores ao teórico permitem um ganho suficiente para que na saída haja uma aproximação da tensão pico a pico aos valores de alimentação do amplificador, sem ocorrer saturação.

Dissipação no LM3886T

A potência máxima dissipada no LM3886T pode ser obtida através da seguinte expressão [10]:

$$P_{DMax_rms} = \frac{(V_{CC} / \sqrt{2})^2}{2\pi^2 \times R_{L_MIN_ITC}} = \frac{35^2}{2\pi^2 \times 256} = 121,2mW$$

Para que a temperatura de junção do LM3886 não ultrapasse $55^\circ C$ ($\theta_{JA}=43^\circ C/W$. e $\theta_{JC}=1^\circ C/W$.) com uma temperatura ambiente de $50^\circ C$, é necessário um dissipador com uma resistência térmica máxima de $968.3^\circ C/W$ (Script 4).

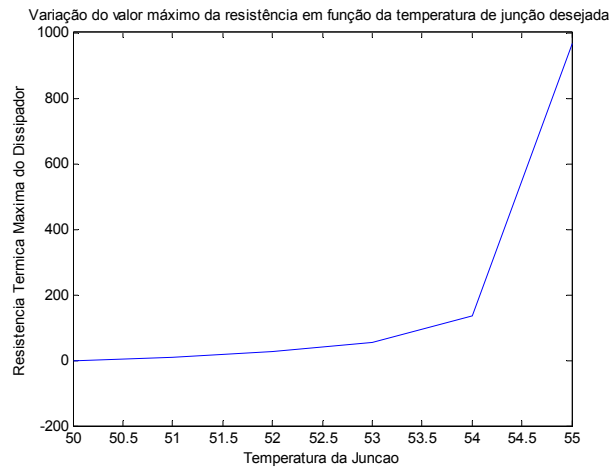


Figura 29 – Dissipação no LM3886T (Script 4)

Circuito de Recepção do sinal de ultra-som

O circuito de recepção do sinal de ultra-som (Figura 27) possui o ProWave 400ST(R)120 como transdutor.

O sensor de ultra-sons, para além de ser composto por um receptor de ultra-sons, incorpora, também, um pré-amplificador com filtro passa-banda. Desta forma reduz-se a interferência do ruído ao longo do percurso até à “Locus Board”, ou seja, a unidade de amplificação está o mais perto possível do receptor. Uma vez que esta técnica ainda não era suficiente para eliminar ruídos parasitas, optou-se por blindar por completo toda a unidade de recepção[4].



Figura 30 – Receptor de ultra-sons

3.4.2. Autonomia do Sistema

Este sistema tem por objectivo ser implementado num veículo, tendo uma temperatura ambiente mínima de 40° e alimentado por uma bateria de 12V.

Para que o sistema seja autónomo tem de possuir uma fonte para alimentar o circuito de ataque ao ITC9040, esta fonte, é constituída pelo conversor flyback que tem como fonte de energia a bateria.

Para além disso o DSP também tem de possuir alimentação, sendo esta fornecida pelo regulador 7805, fornecendo uma corrente máxima de 1A através da bateria, muito superior aos 620mA consumidos pelo DSP2812 para frequências mais elevadas de funcionamento.

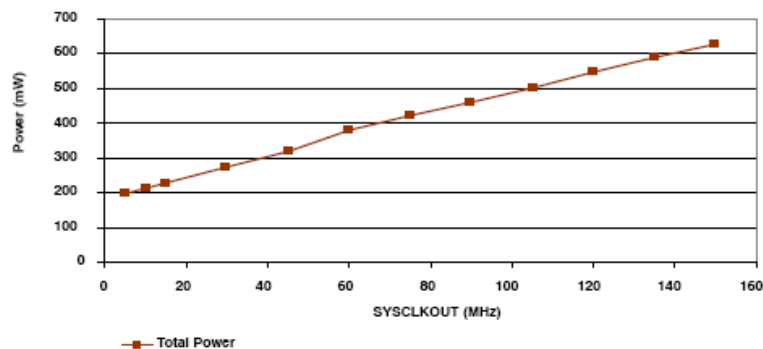


Figura 31 - Consumo de potência do DSP2812 em função da frequência [11]

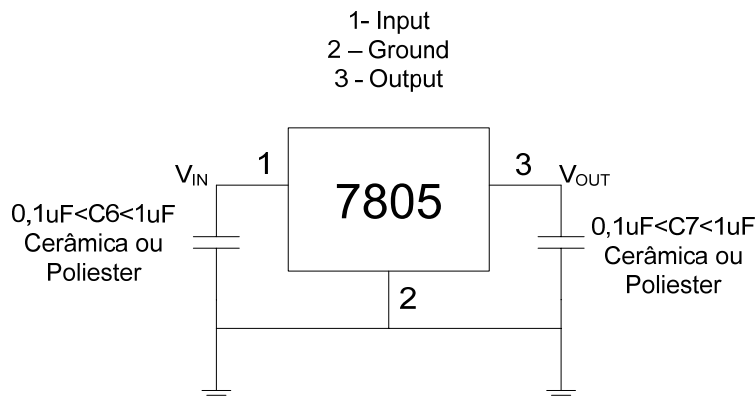


Figura 32 – Regulador de 5V (7805)

A alimentação da “Locus Board” é efectuada directamente através da bateria de 12V.

Com isto, pode-se concluir, que todo o sistema a nível energético depende apenas da bateria, tornando o sistema autónomo.

Alimentação do LM3886T

O LM3886T é um amplificador que funciona com tensões entre 12V e 84 V ($|V^+|+|V^-|$). Para enviar o sinal chirp com o máximo de tensão pico-a-pico possível é necessário uma alimentação próxima dos valores limite de funcionamento do LM3886. No entanto esta tensão tem de ser obtida através da bateria, sendo assim, é necessário um conversor DC-DC, de 12V para um valor próximo dos 84V (elevador de tensão). Uma fonte com estas características não está disponível no mercado, sendo necessário construir uma que faça com que o sistema seja viável. Optou-se por uma fonte “switching” com topologia “flyback”.

Conversor Flyback

Este circuito utiliza como entrada uma bateria de 12V DC e fornece na saída uma tensão de +35 e -35V DC, estas tensões de alimentação permitem aplicar um sinal ao ITC com uma amplitude pico-a-pico de perto de 70 Volts.. A topologia flyback tem a vantagem de não ser necessária uma grande indutância no secundário do transformador. Este circuito funciona com uma malha de feedback constituído pelo regulador LM2585 e por duas resistências (R1 e R2).

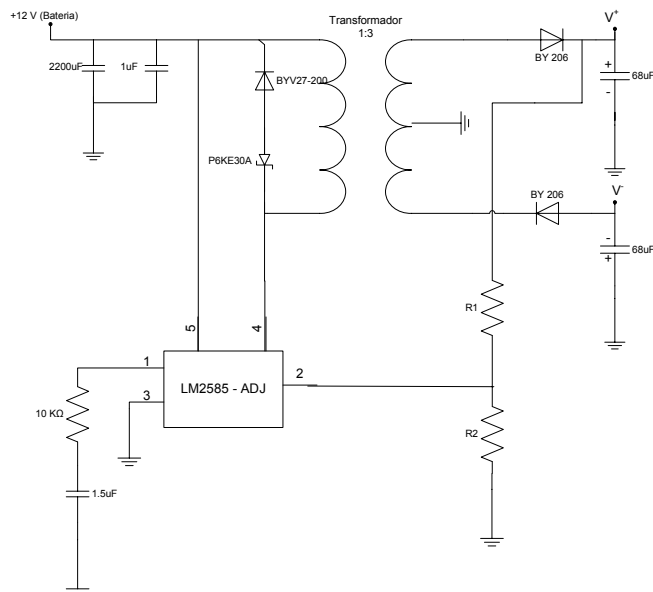


Figura 33 – Diagrama do conversor Flyback

Inicialmente este circuito foi sendo projectado para uma tensão total na saída de 100V, mas dado que o amplificador de áudio LM3886 só aceita tensão de alimentação entre 20 e 84V, restringimos essa tensão para 70V ($|V^+| + |V^-|$), dando por isso uma margem de segurança de aproximadamente 10V.

Diodo de Potência	Corrente Média de Passagem (A)	Tempo de Recuperação (ns)
BYX71-600	7	450
BY206	400m	1000

Tabela 3 – Comparação entre díodos de potência

Inicialmente utilizaram-se na saída dois díodos de potência BYX71-600. No entanto, este diodo, foi substituído por outro de potência, o BY206, que possui menor dimensão e suporta uma corrente média de passagem de valor mais adequada, tendo em conta que a corrente que passa em cada ramo de saída do “flyback” é de aproximadamente 272mA e que não é necessário um tempo de recuperação tão baixo para uma frequência de 100Khz (apenas menor que 10000ns).

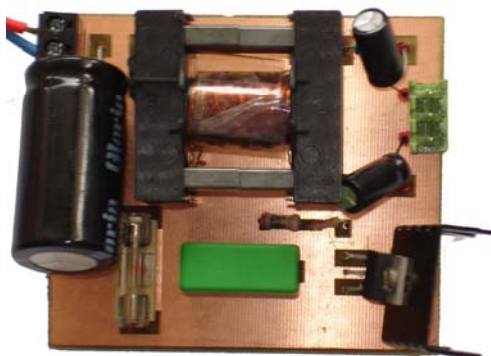


Figura 34 – PCB do circuito flyback

Uma condicionante deste tipo de circuitos é o facto da capacidade dos condensadores de entrada possuir um valor de capacidade superior aos de saída.

Regulador Flyback LM2585

Block Diagram

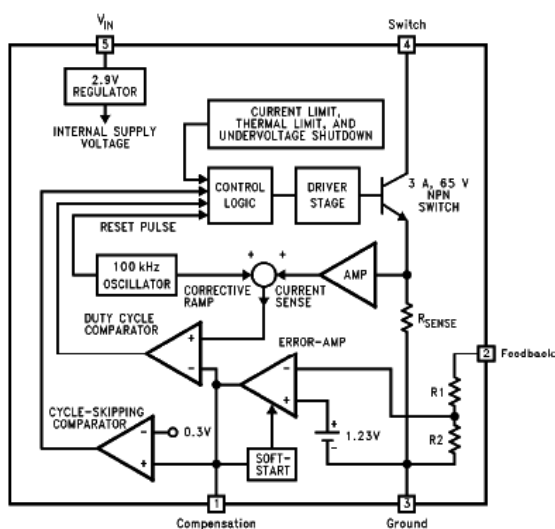


Figura 35 – Diagrama de blocos do circuito LM2585 [12]

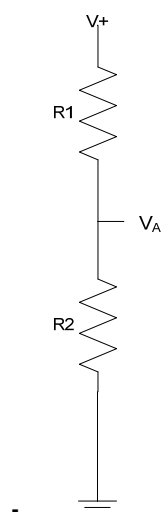
O regulador “flyback” LM2585 é utilizado para colocar na saída do conversor uma tensão fixa de 5V e 12V, nas suas versão de 5 e 10V e uma tensão de saída ajustável por um circuito resistivo na sua versão ADJ. Neste caso vamos utilizar a versão ajustável.

O LM2585-ADJ funciona da seguinte forma:

1) Inicialmente durante uma constante de tempo (Soft-Start) definida pelo circuito RC ligado ao pino 1 (Compensation) é armazenada energia no primário do transformador (transistor que liga o pino 1 e 3 está ao corte) para que, quando o transistor entre em condução existir energia suficiente no primário do transformador para transferir para o secundário do transformador por forma a que tenhamos na saída a tensão desejada. Neste caso o soft-start possui um valor de 100ms ($100K\Omega \times 1\mu F$);

2) Então, o transistor interno do LM2585 comuta a uma frequência de 100kHz com um Duty-cycle variável. O ajuste do Duty-cycle é realizado de forma a manter a tensão adequada na saída. O circuito de feedback composto pelas resistências R1 e R2 define a relação entre a tensão de saída e a tensão de referência. Quanto maior for o Duty-cycle mais energia se acumula no campo magnético do transformador e mais energia é transferida para o circuito do secundário quando a corrente no primário é interrompida.

Para que tenhamos a tensão ajustável desejada na saída, é necessário, dimensionar o divisor resistivo, que em função do valor de V^+ , faz com que a tensão em V_A aumente ou diminua, colocando o mecanismo do LM2585 a funcionar, fazendo a compensação.



Para se obter a tensão de 35V em V^+ , efectuou-se o seguinte dimensionamento de R1 e R2:

$$V_A = V^+ \frac{R2}{R1 + R2} \Leftrightarrow 1,230 = 30 \frac{R2}{R1 + R2} \Leftrightarrow R1 = 23,39 R2$$

$$\text{Fazendo : } R1 = 1K\Omega \rightarrow R2 = 23,39K\Omega$$

$$\text{Utilizando : } R2 = 27K\Omega \rightarrow V^+ = 34.54V \cong 35V$$

Temos na saída uma tensão de $\approx 70V$ ($|V^+| + |V^-|$), valor inferior á tensão máxima aceite pelo LM3886T de 84V, existindo uma margem de segurança de 14V.

Figura 36 - - Divisor resistivo para dimensionamento da tensão de saída

O transformador

Para existir transferência de energia do primário de um transformador para o seu secundário temos que ter tensão alternada, neste caso essa tensão é pulsada e fornecida pelo LM2585 que através do seu transistor interno implementa um regime pulsado na bobina do primário do transformador.

O transformador tem de possuir características por forma a suportar:

- Frequência de funcionamento de 100 kHz;
- Potência mínima de saída:

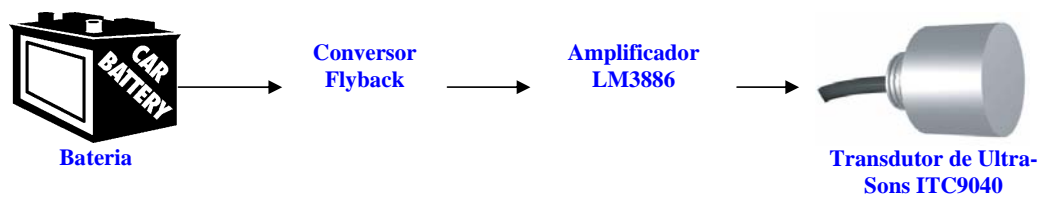


Figura 37 – Diagrama representativo do fluxo de energia

Vamos fornecer tensão ao LM3886, este por sua vez fornece ao ITC, que por sua vez vai funcionar na gama de frequências entre 39Khz e 41Khz, o que faz com que a impedância varie entre 256Ω e 358Ω. No pior caso :

$$P_{rms} = \frac{V_{\max_rms}^2}{R_{ITC(min)}} = \frac{(70/\sqrt{2})^2}{256} = 19,33W$$

Parâmetros de Construção

Vamos partir do princípio que no máximo são transferidos 25W.

Núcleo:

Modelo “30157-EC30” de Ferrite :

- suporta 25W eficazes e frequência de 100Khz

Fio Primário:

$$I_{\text{Primário}} = \frac{25}{12} = 2,08A \Rightarrow AWG26(2a3A) \Rightarrow \text{Diâmetro} = 0,4mm$$

Fio Secundário:

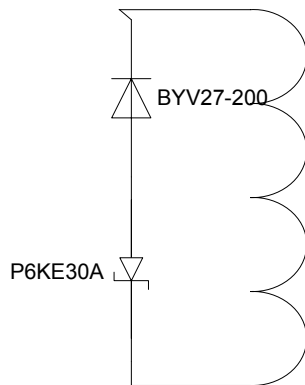
$$I_{\text{Secundário}} = \frac{25}{70} = 357\text{mA} \Rightarrow \text{AWG29}(2\text{A}) \Rightarrow \text{Diâmetro} = 0,3\text{mm}$$

Relação de Transformação: 12:35

Um parâmetro que foi tido em conta para a construção de fontes comutada foi a indutância do primário, sendo primordial para a transferência da energia necessária.

Indutância Medida no Primário : L1=250uH (Anexos-Método 1)

Circuito contra picos de tensão



Uma fonte de picos de tensão aos terminais da bobina do primário do transformador é a comutação provocado pelo LM2585, isto acontece sempre que o transistor interno do LM2585 fica ao corte, como a corrente na bobina não diminui abruptamente, esta aumenta a tensão aos seus terminais, para valores superiores a 40V, o que danifica o LM2585. Para combater esse problema foi adicionado um circuito constituído por dois díodos entre os terminais do primário do transformador.

Figura 38 – Circuito contra picos de tensão

Dissipação no LM2585-ADJ

A dissipação no integrado LM2585 é:

$$P_D = 0.15 \times \left(\frac{N \times \sum I_{Load}}{1 - D} \right)^2 \times D + \frac{N \times \sum I_{Load}}{50 \times (1 - D)} \times D \times V_{IN} [12]$$

, sendo:

$$N=3; V_{IN}=12; V_{OUT}=35;$$

$$D = \frac{V_{OUT}}{N(V_{IN}) + V_{OUT}} = \frac{35}{3 \times 12 + 35} = 0,49$$

$$\sum I_{Load_{max}} = 400mA$$

$$P_D = 112,6mW$$

Para que a temperatura de junção seja no máximo de 57°C ($\theta_{JA}=65^{\circ}C/W$. e $\theta_{JC}=2^{\circ}C/W$.) (supondo uma temperatura ambiente de 50°C) é necessário um dissipador com resistência térmica máxima de 1338°C/W (Script 4).

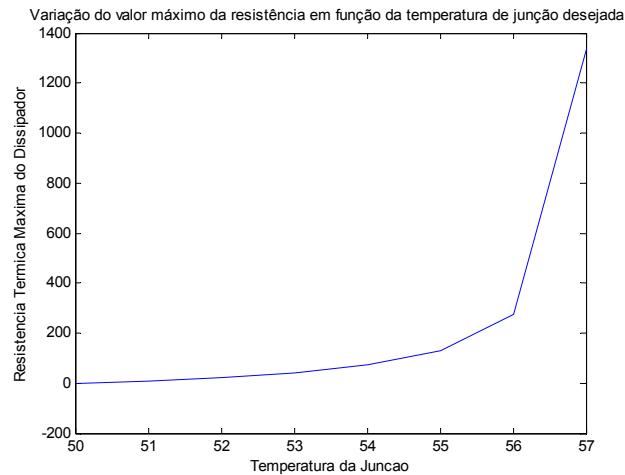


Figura 39 – Dissipação no LM2885 (Script 4)

Comparação com o dimensionamento do software da National

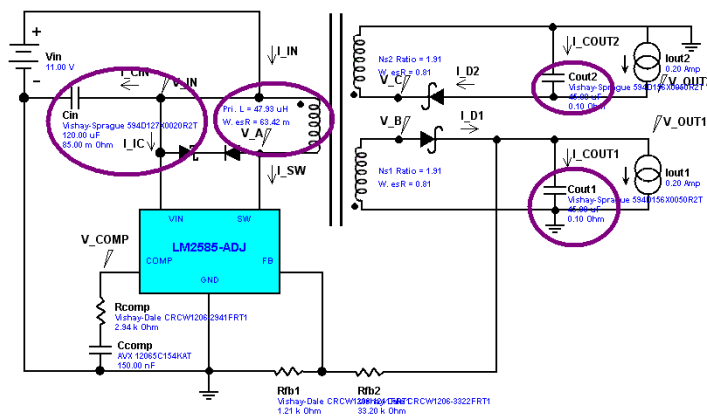


Figura 40 – Circuito com dimensionamento baseado no software da National

A fabricante *National Semiconductors*® possui uma ferramenta designada de “Switch Made Simple” que dimensiona um circuito tendo por base reguladores dessa mesma empresa. Dado que o regulador utilizado é o LM2585 fabricado pela *National Semiconductors*®, pode comparar-se o circuito desenvolvido com o circuito sugerido pela National.

Parâmetro	Circuito Desenvolvido	Circuito sugerido pela National
Indutância do Primário (μH)	47,93	250
Material dos Condensadores de Saída	Electrolíticos	Tantalum
Capacidade dos condensadores de saída (μF)	68	45

Tabela 4 - Parâmetros de comparação entre o circuito desenvolvido e o circuito sugerido pela National

Os parâmetros a ter presentes são:

- a indutância do primário, crucial para o bom funcionamento do circuito pois é responsável pelo armazenamento da energia mínima para que em cada ciclo esta seja transferida para o secundário; por forma a que o circuito disponibilize a potência de saída necessária;

- o tipo de condensadores, sendo que os condensadores de tantalum são os mais adequados para fontes “switching”, pois estes funcionam numa gama de frequências superiores às dos electrolíticos e possuem em geral menor ESR;

- a capacidade dos condensadores de saída deve ser de pequeno valor, para que, o sinal seja filtrado de uma forma rápida e para permitir uma maior robustez do conversor, para que este seja capaz de fornecer potência de uma forma rápida;

Neste caso foi utilizado uma indutância de primário de valor superior àquela sugerida pela National, dando mais robustez ao sistema. Em relação ao tipo de condensadores foram utilizados electrolíticos pois não existiam condensadores de Tantalum disponíveis.

Um parâmetro a ter presente quando se trabalha com frequências consideráveis é a ESR (Equivalent Serie Resistance) dos condensadores de saída, esta deve ser de reduzido valor, de modo a que este não aqueça por efeito de Joule e como consequência não se danifique. Neste trabalho utilizaram-se condensadores electrolíticos, que possuem valor de ESR considerável, notando-se por vezes um ligeiro aquecimento;

Características do conversor Flyback

Uma das características de um conversor com topologia “flyback” é o facto de necessitar, para o seu correcto funcionamento de uma corrente de carga mínima.

Corrente máxima fornecida pelo conversor

A corrente máxima na saída do conversor é limitada pela corrente máxima que circula no primário do transformador, ou seja a corrente máxima que o LM2585 suporta, 3A. Isto faz com que na saída tenhamos para os dimensionamento efectuados ($V^+=35V$ e tensão de entrada de 12V) uma corrente máxima na saída dada por:

$$\frac{V_{IN}}{V^+} = \frac{I_{max}}{I_{primário}} \Leftrightarrow \frac{12}{35} = \frac{I_{max}}{3} \Leftrightarrow I_{max} = 1,03A, \text{ em cada uma das saídas}$$

Outro factor limitativo são os díodos BY206, que possuem como limite máximo uma corrente média de 400mA, isto faz com que a corrente máxima seja de 400mA em cada uma das saídas.

Tendo em conta a aplicação para o qual foi projectado o conversor, isto é, fornecer energia ao transdutor ITC 9040. O sinal a enviar para o amplificador vai variar entre 39 Khz e 41Khz, isto faz com que a impedância mínima seja de 256Ω (para 40Khz). Como a excursão do sinal varia entre $\pm 35V$, temos uma potência máxima “pedida” pelo transdutor de 19,3W. Esta potência é a potência máxima que o conversor flyback tem de fornecer, desta forma a corrente máxima de saída do conversor tem de ser pelo menos de 273mA, este valor é muito inferior á corrente máxima de projecto de 800mA (corrente máxima nas duas saídas, 400mA de cada um dos díodos).

Capítulo 4

4. Métodos escolhidos para avisar o condutor, visual e acústicos

4.1. Interface Áudio

4.1.1. Percepção Auditiva da Distância

A percepção da intensidade pelo ouvido humano é logarítmica, isto significa que o ouvido só percebe variações de intensidade como lineares, se a amplitude variar exponencialmente. Para medição da pressão sonora em relação à percepção auditiva, utiliza-se o decibel (dB). A percepção da intensidade não é igual para qualquer frequência, o ouvido humano só consegue perceber sons entre 20 Hz e 20Khz.

Animal	Mínimo (Hz)	Máximo (Hz)
Elefante	20	10000
Pássaro	100	15000
Gato	30	45000
Cão	20	30000
Chimpanzé	100	30000
Baleia	40	80000
Aranha	20	45000
Morcego	20	160000

Tabela 5 – Gama de frequências audíveis pelos animais[13]

Como meio para percepção auditiva da distância utilizaram-se sinais binaurais. Entende-se com binaural a percepção humana com os dois ouvidos capaz de realizar a percepção espacial do som permitindo aos seres humanos determinar a direcção da origem dos sons.

Neste trabalho foram gerados sinais binaurais sintéticos que permitem dar ao condutor uma “noção” da direcção do som e por consequência do veículo que se aproxima.

Este sinal padrão vai ser uma sinusóide pura ou som FM. Em relação ao sistema esse pode ser:

Sistema 1

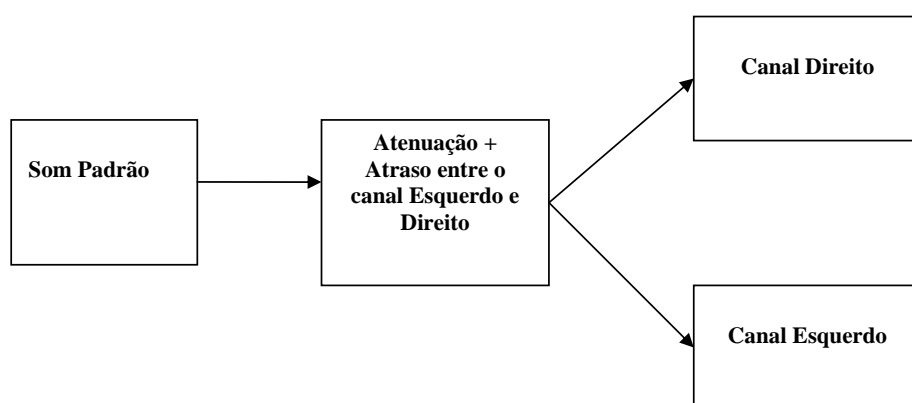


Figura 41 – Sistema para percepção da origem do som 1

Sistema 2

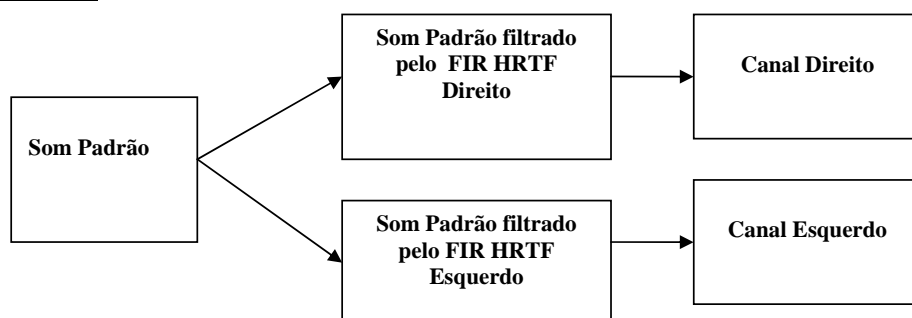


Figura 42 - Sistema para percepção da origem do som 2

Sistema 3

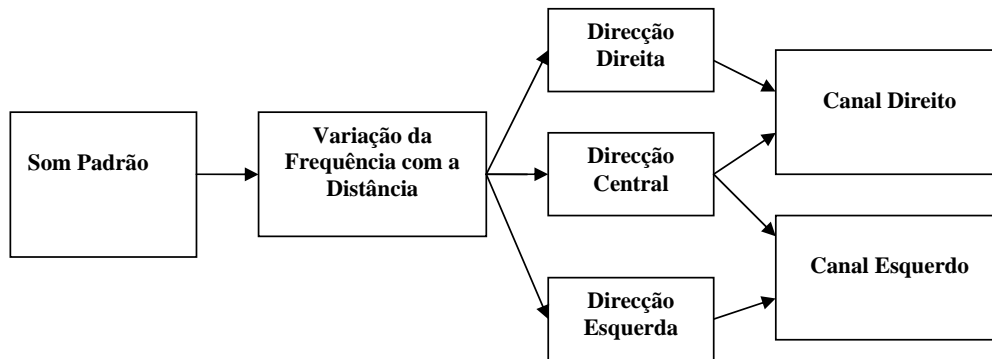


Figura 43 - Sistema para percepção da origem do som 3

Que tipo de som padrão escolher ?

O som padrão consiste num som com determinada duração, neste caso, pode ser um de dois tipos, som proveniente de uma onda sinuoidal pura ou som FM.

Análise Espectral

A frequência dos sinais gerados é de 500HZ, 750HZ e 1000HZ.

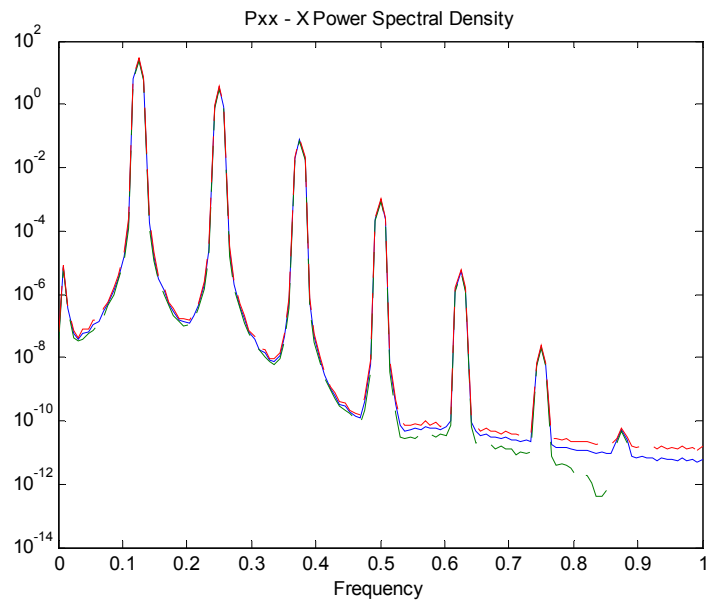


Figura 44 – Espectro do sinal FM a 500Hz

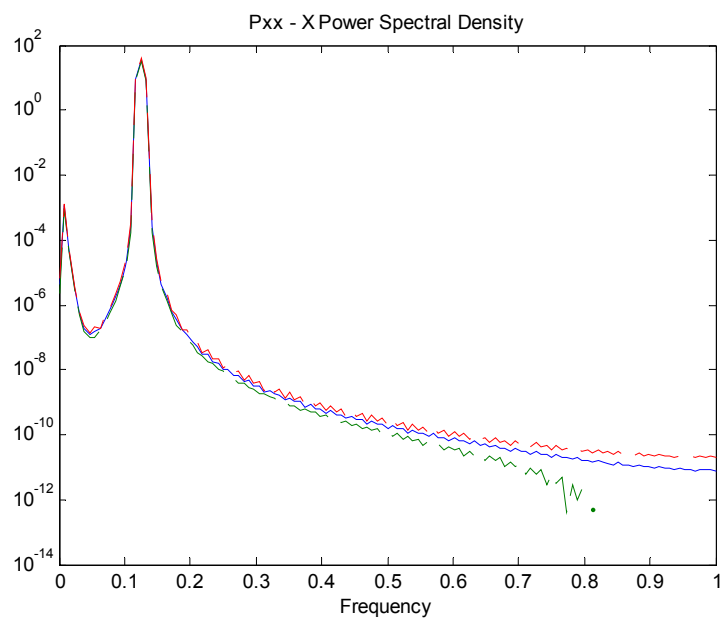


Figura 45 – Espectro de uma sinusóide pura do sinal a 500Hz

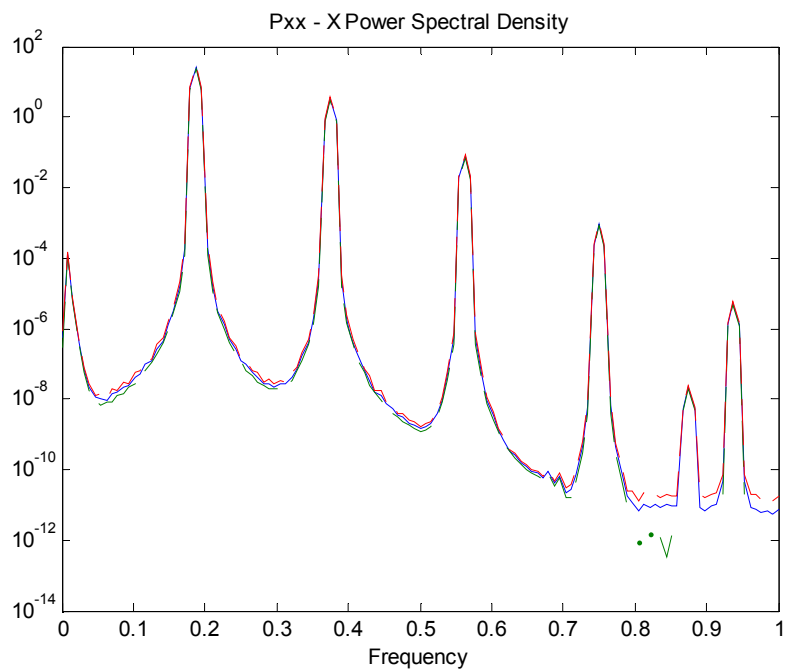


Figura 46 – Espectro do sinal FM a 750Hz

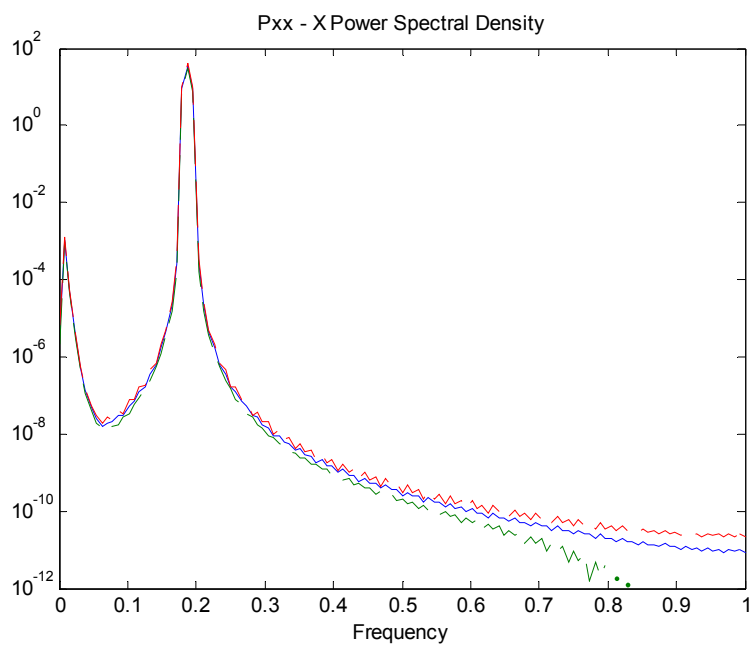


Figura 47 – Espectro de uma sinusóide pura a 750Hz

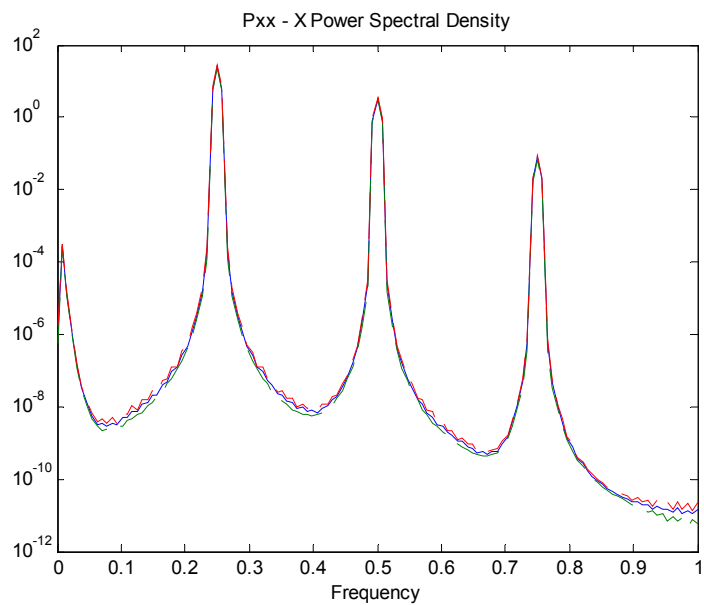


Figura 48 – Espectro do sinal FM a 1000Hz

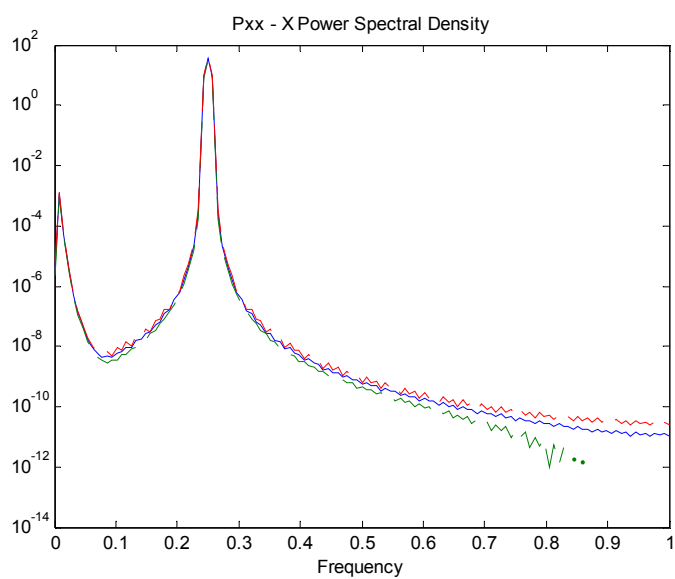


Figura 49 – Espectro de uma sinusóide pura a 1000Hz

O sinal FM pode ser de mais fácil localização e mais natural.

Som FM

A geração do som FM é efectuada com uma modulação em que a frequência da portadora é igual à frequência do sinal modulante:

$$y = \sin(2\pi \times f \times t + 2\pi \times \beta \times \sin(2\pi \times f \times t)),$$

sendo f a frequência da portadora e β o índice de modulação.

Vamos gerar as amostras FM para uma DSP de vírgula fixa, como tal e para tornar a tarefa mais rápida vamos colocar o argumento da função seno a variar entre 0 e NS-1, por forma a que a DSP recorra a uma tabela do seno com NS amostras.

$$y = \text{tab} \sin[(NS \times f \times t + NS \times \beta \times \sin(NS \times f \times t))]$$

Sendo $t = Ta \times n$ (Ta -período de amostragem; n – número da amostra)

$$y = \text{tab} \sin[(NS \times f \times Ta \times n + NS \times \beta \times \sin(NS \times f \times Ta \times n))]$$

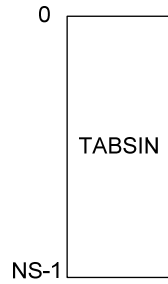


Figura 50 – Tabela Seno (tabSin)

Sendo: $\Omega_n = NS \times f \times t$

Para que não exista overflow : $\Omega_n < 2^{N_b}$, N_b -numero de bits da aritmética inteira

Agora vamos ter em conta aspectos práticos da implementação como a frequência máxima(f_m [Hz]) e a duração máxima do som(T_m [s]) que se vai reflectir no número máximo de amostras (n_m). Para que não ocorra overflow:

$$n_m < \frac{2^{N_b}}{\Omega_m} = \frac{2^{N_b}}{\frac{NS \times f_m}{fa}} = \frac{fa \times 2^{N_b}}{NS \times f_m}$$

$$T_m < \frac{2^{N_b}}{NS \times f_m} \Leftrightarrow 2^{N_b} > T_m \times NS \times f_m$$

Podemos também considerar a formula para geração do som FM como:

$$y = \sin(W \times n + NS \times \beta \times \sin(W \times n)), \text{ sendo } W = \frac{NS \times f}{fa},$$

Por forma a diminuirmos o erro nos cálculos de virgula fixa vamos utilizar o sistema Q11, que nos permite ter mais 11 bits de resolução, isto é, tornar bits da parte decimal em bits da parte inteira. Para tal multiplicamos W e β por 2^{11} antes de efectuarmos os cálculos para determinação dos argumentos do seno e dividimos por 2^{11} depois dos cálculos efectuados.

Sistema de percepção sonora da origem do obstáculo

Seria necessário [um estudo mais cuidado](#) para determinar qual o melhor método para dar a sensação de distância e direcção, assim como para se obter melhor [desempenho](#) de percepção, se para um ou vários sons, no caso do método da atenuação e atraso (Sistema 1) ou se com ecos no caso das HRTF (Sistema 2). Entende-se por um som, uma sinusóide, que pode variar em frequência e amplitude, mas que dura breves segundos. Vários sons são sons gerados para mais do que uma posição de origem, por forma a obter-se comparação. Este som vai ser gerado pela “Locus Board V2”.

Inicialmente foram utilizados dois parâmetros, a atenuação e o atraso, no entanto com um som não foi possível dar a percepção. De seguida foram testados em MatLab as HRTF, não sendo possível igualmente dar a percepção sem ecos. Finalmente foi utilizado um método que utiliza apenas a variação da frequência e alternância do destino do som para o canal direito ou esquerdo.

Atenuação

Este parâmetro é o que dá maior percepção auditiva da direcção do som. Quando o som [se encontra](#) do lado direito, existe uma maior amplitude sonora neste canal em relação ao esquerdo. Esta diferença de amplitude deve-se á atenuação no canal esquerdo. Esta atenuação é determinada em função do ângulo que origina o som tendo por referência o condutor, como se pode verificar na figura seguinte:

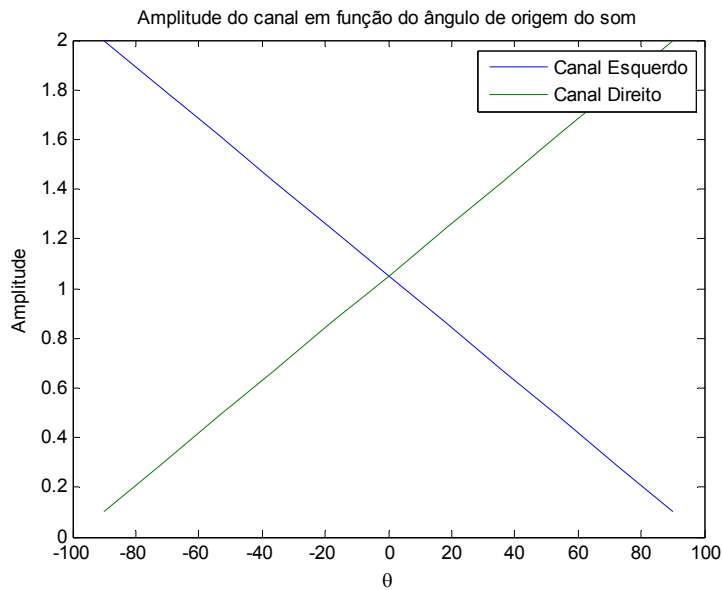


Figura 51 - Atenuação nos canais esquerdo e direito

O ângulo vai variar entre -90° e 90° tendo como ângulo 0 o eixo dos YY, sendo $+90^\circ$ para a direita e -90° para a esquerda. Pode verificar-se que quando o som provem do lado esquerdo com ângulo de -90° , a amplitude do canal esquerdo é máxima e a do canal direito mínima, também se verifica, que com o aumento do modulo do ângulo desde 0 até 90° um dos canais vai ganhando amplitude e o outro perdendo amplitude, verificando-se desta forma atenuação nos dois canais excepto quando o ângulo é de $\pm 90^\circ$.

A Figura 51 é representativa da amplitude dos canais, tendo por base o seguinte modelo:

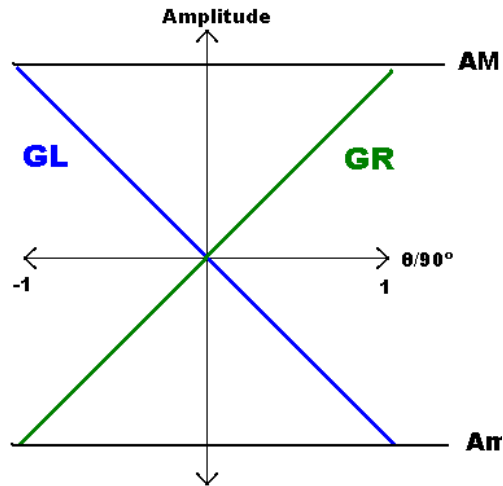


Figura 52 -. Ganho nos canais esquerdo e direito

Existe uma amplitude máxima (AM) e uma amplitude mínima (Am), em relação ao ângulo este vai ser dividido por 90° variando entre -1 e 1.

Recorrendo á equação reduzida da recta, temos:

$$b \text{ é a intersecção da recta com o eixo xx, logo } b = \frac{Am + AM}{2}$$

$$m = \frac{y - y_0}{x - x_0}$$

$$\text{Para o canal esquerdo temos: } y_L(x) = \frac{Am - AM}{1 - (-1)} x + b$$

$$\text{Para o canal direito temos: } y_R(x) = \frac{AM - Am}{1 - (-1)} x + b$$

Considerando que amplitude máxima de cada canal é dada pelos seguinte coeficientes:

$$AM = KM \times A$$

$$Am = Km \times A$$

temos:

$$y_L(x) = \frac{A(Km - KM)}{2} x + b \text{ e } y_R(x) = \frac{A(KM - Km)}{2} x + b$$

ITL (Espacialização de Atraso Temporal)

O atraso é dado através da seguinte expressão:

$$Delay = \frac{d}{v} \sin \theta [14]$$

sendo :

d – distância entre os ouvidos;

v – velocidade de propagação do som;

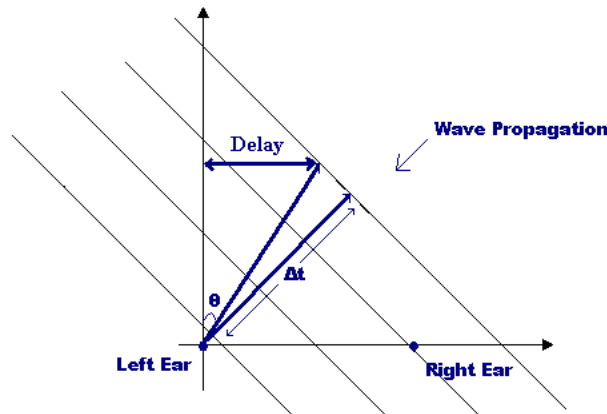


Figura 53 — Representação gráfica da propagação do som no atraso

Vamos considerar uma onda a propagar-se da direita para esquerda (θ positivo) ou da esquerda para direita (θ negativo). Após chegar ao primeiro ouvido demora Δt segundos até chegar ao segundo ouvido.

$$\sin \theta = \frac{Delay}{\Delta t} \Leftrightarrow Delay = \Delta t \times \sin \theta = \frac{d}{v} \sin \theta$$

HRTF

A Head Related Transfer Function (HRTF) [15] corresponde a uma base de dados, que contem respostas impulsionais de uma experiência realizada dentro de uma câmara anecóica (sem reflexões) para várias elevações e ângulos azimuth de origem do som, com uma [imitação de uma cabeça humana colocada](#) no centro, representativo da recepção do som. Estas respostas impulsionais correspondem aos coeficientes de um filtro FIR.

Método Aplicado

Este método (sistema 3) [indica a distância ao condutor variando a frequência de uma sinusóide](#). Quanto mais próximo está um veículo, mais agudo é o som e quanto mais longe, mais grave. Existem três níveis, correspondentes a três frequências, 500Hz, 750Hz e 1000Hz. O método é efectuado da seguinte forma:

Som proveniente da :

- direita → sinal enviado apenas para o canal direito;
- centro → sinal enviado para os dois canais;
- esquerda → sinal enviado apenas para o canal esquerdo;

Desta forma apenas com um som sem ecos é possível para um condutor treinado, detectar a direcção e distância relativa do veículo.

Implementação do Sistema de Áudio (Software)

Implementação em MatLab

Como teste para a implementação do som no DSP, foi criado um script em Matlab que posteriormente vai servir de base á sua implementação em tempo real na DSP.

Foi gerado código para criar a tabela de seno para ser implementada como constante no DSP. Esta tabela vai ser constituída por 360 elementos, cada índice constitui o argumento da tabela seno (*Script 1*).

De seguida foi criado um script para geração dos vectores que constituirão o som (*Script 2*).

Implementação em DSP

Foi criado um procedimento e uma função para controlar o som, o procedimento “sound”, que controla o número de amostras do som, assim como a frequência de amostragem, neste caso por cada 4 interrupções é gerada uma amostra de som (frequência de amostragem de 40Khz), esta amostra é gerada invocando a função FM (*Código 1*), que tem como parâmetros de entrada a frequência e o número da amostra. A frequência de amostragem de 40Khz permite representar sinais até ao limite do audível, isto é, 20Khz, dando robustez ao sistema na utilização de todo o espectro do audível.

No procedimento “sound” também é definido o destino a dar á amostra, neste caso a amostra é enviada para um dos canais do áudio de saída da Locus.

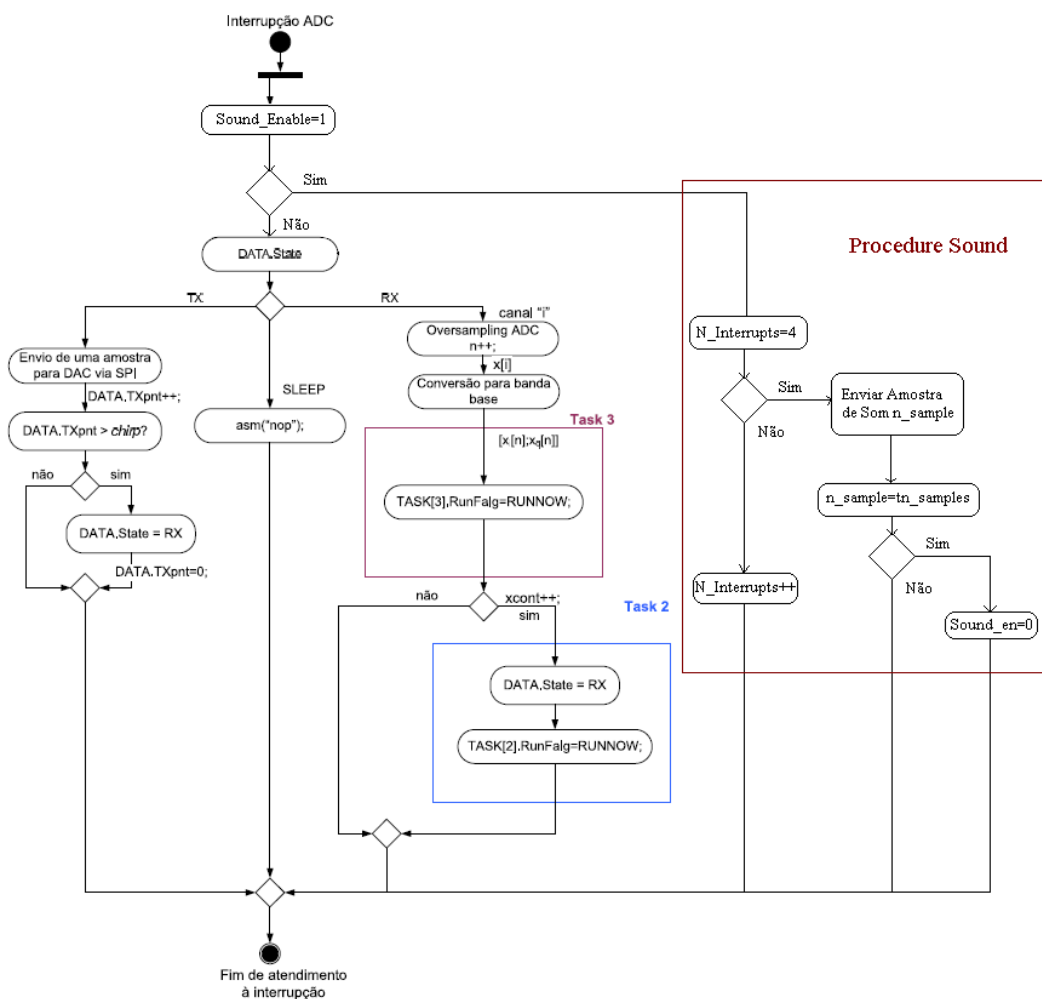


Figura 54 – Diagrama de fluxo de sinal com o som implementado

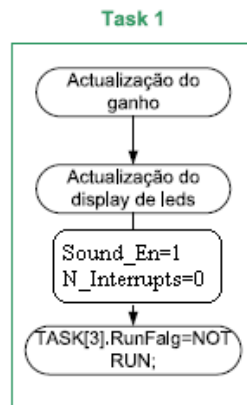


Figura 55 – Task1 com o Enable do Som

4.2. Interface Visual

4.2.1. Percepção Visual da Distância

O display visual é constituído por um conjunto de 9 led's, 3 verdes , 3 amarelos e 3 vermelhos. O verde significa que o veículo se encontra longe, logo sinal de pouco perigo, o amarelo significa que se encontra a uma distância intermédia e o vermelho significa que se encontra perto, sinal de perigo.

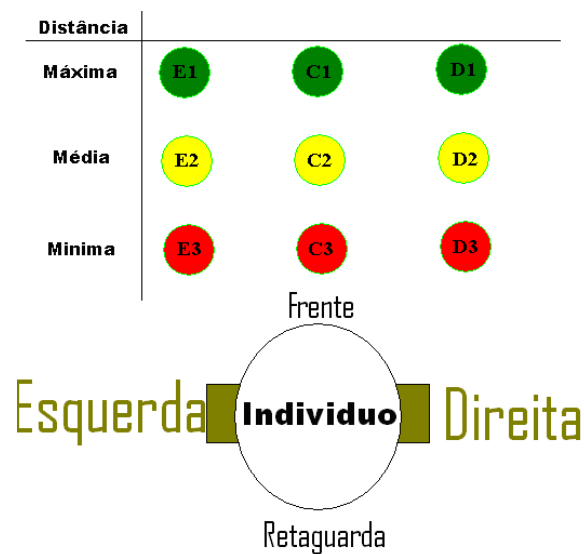


Figura 56 – Relação entre o display e o condutor

No entanto o sistema de scanning é constituído por um servomecanismo que desloca o transdutor de ultra-sons. Este servomecanismo faz o varrimento desde a posição central até $\pm 45^\circ$, representativos das posições central, esquerda e direita do veículo que se encontra no raio de acção do scanning planar.

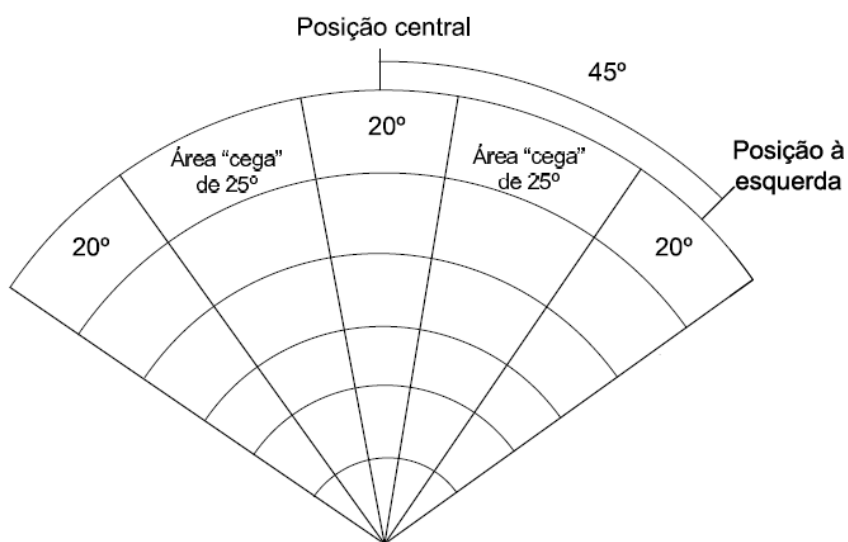


Figura 57 – Gama de acção do scanning planar

Capítulo 5

5. Resultados Globais

5.1. Som Padrão

Foram comparados os resultados provenientes do MatLab, resultantes de uma simulação, com os obtidos partindo no DSP.

O sinal de teste é um sinal com 1Khz de frequência e 2048 amostras (buffer do plot do debugger do DSP).

Foram detectados 612 erros, em 2048 amostras (30%). No entanto os erros foram no máximo de $1,8E-2$, este erro deriva da diferença de uma amostra, já que a diferença entre duas amostras consecutivos na tabela seno é no máximo $1,8E-2$.

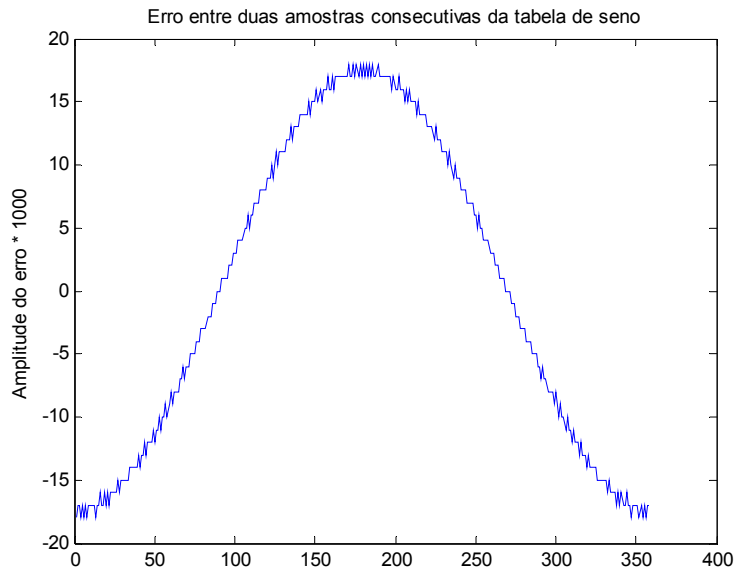


Figura 58 - Erro entre duas amostras consecutivas da tabela seno

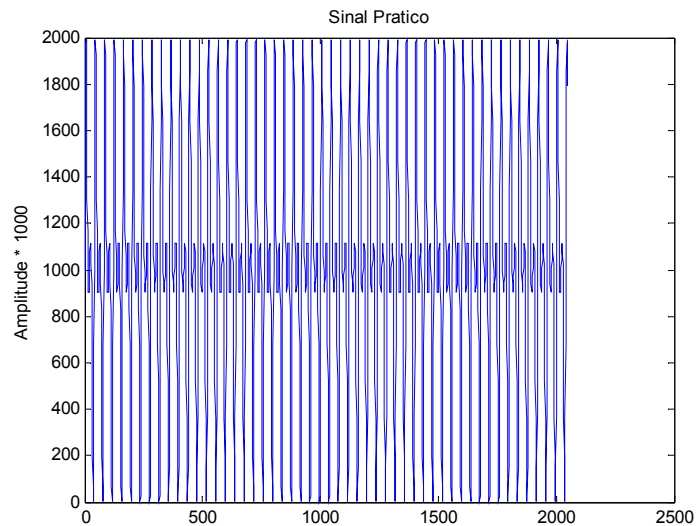


Figura 59 – Sinal obtido no DSP

Analisando o sinal no DSP pode verificar-se que se trata de um sinal de 1Khz.

Relativamente ao teta, argumento do seno final, verificou-se um erro máximo de 1 entre o valor prático e teórico. Este erro de 1 amostra na tabela seno é originada no cálculo do Y no DSP, que como consequência origina por vezes um remainder com uma unidade de erro, constituindo um argumento com erro de uma amostra na tabela seno.

5.2. Testes de Detecção

Os testes de detecção e determinação da distância de um obstáculo foram realizados na sala de projecto. Estes foram realizados de 1 a 6m. A distância mínima necessária para o sistema fazer aquisições é a distância de ida e volta do tempo de transmissão do chirp ou seja:

$$\Delta t = N_c \times \frac{1}{fa} = 1024 \times \frac{1}{160000} = 6,4ms$$

$$Distância_minima_ao_obstaculo = \frac{v \times \Delta t}{2} = 1m$$

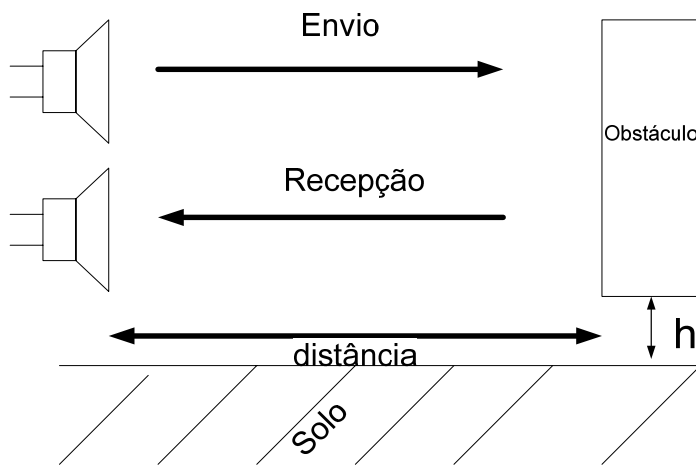


Figura 60 – Experiência de determinação de distâncias

A experiência consistiu no envio e recepção dos ultra-sons produzidos pelo hardware produzido neste trabalho com o servo estático. Utilizou-se uma fita métrica para registrar a medida padrão para servir de comparação à medida produzida pela medição por ultra-sons. O obstáculo possuía um plano frontal de contacto dos ultra-sons com 60cm de altura, 10cm de largura e estava a 3 cm (h) do solo.

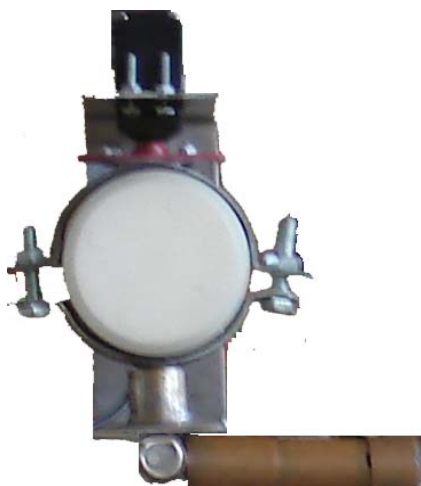


Figura 61 -- Transdutor de envio (em cima) e de recepção (em baixo)

Distância Padrão (Fita métrica) ($\pm 0,5\text{cm}$)[m]	Distância medida pelos ultra-sons [m]
1	1
1,5	1,6
2	2,1
2,5	2,6
3	3,1
3,5	3,6
4	4,1
4,5	4,6
5	5,1
5,5	5,6
6	6,1

Tabela 6 – Resultados dos testes detecção de obstáculos

Analisando a Tabela 6, pode verificar-se que o erro máximo é de 10cm, sendo este erro sistemático, sendo necessário para o corrigir subtrair um offset para o corrigir.

Dado existir directividade no envio para identificar com maior precisão um obstáculo, registou-se a [medida a partir da](#) qual o sistema deixava de identificar o objecto.

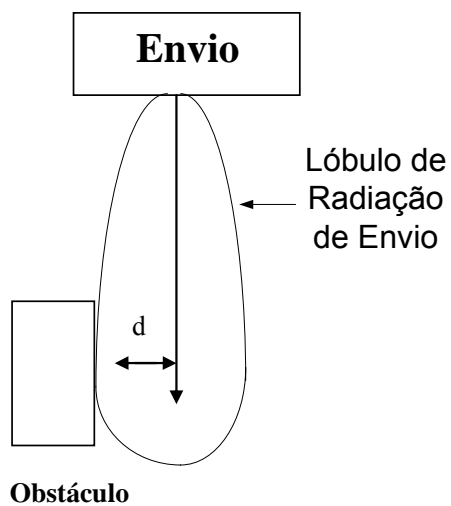


Figura 62– Representação da experiência

A experiência teve como base a **Figura 61** a qual estava a 18cm do solo. A medida d apartir do qual o sistema deixa de identificar o objecto é de 10cm.

d (cm)	% Radiação de Envio Recebida pelo Obstáculo
0	100
2	80
4	60
6	40
8	20
10	0

Tabela 7 – Percentagem de Radiação Recebida pelo Obstáculo

Capítulo 6

6. Conclusões

Os ultra-sons são uma tecnologia que pode ser utilizada para detecção de obstáculos, possibilitando através de várias técnicas determinar a distância a que se encontram os obstáculos assim como determinar a velocidade do obstáculo em relação ao obstáculo móvel que possui o sistema implementado.

Entre vários dispositivos que utilizavam transdutores de ultra-sons foi escolhido para envio, um de elevada potência e um diagrama de radiação muito estrito (redução de ecos provenientes do solo) para determinar distâncias consideráveis. Para recepção utilizou-se um transdutor com baixo lóbulo de recepção para minimizar ecos provenientes do solo.

Para efeitos de aviso ao condutor foram analisados vários métodos ao nível do áudio, atenuação, atraso e possível uso de HRTF, sendo preteridos pois necessitavam de comparação de sons (atenuação e atraso) ou de ecos (HRTF), para ser identificada a direcção de origem pelo condutor. O método escolhido foi um método que envia para um ou para os dois canais a uma determinada frequência em função da direcção de origem do obstáculo.

Este sistema é autónomo em termos energéticos, pois possui dispositivos que permitem que seja alimentado apenas através da bateria de 12V de um veículo automóvel.

Devido ao processamento do sinal recebido este sistema só detecta veículos que se desloquem a uma velocidade superior relativamente ao veículo que possui o sistema implementado.

Para determinação da distância, foi criado um ajuste no número de amostras do buffer de recepção em função da distância, [de forma a](#) detectar distâncias superiores. No entanto estas distâncias possuem um máximo em função da atenuação, como esta depende das características do ar e o meio para que este sistema pode ser utilizado, varia muito em humidade, temperatura e pressão atmosférica não foi possível quantificar esse limite máximo. No entanto, é necessário calibrar o limiar de decisão na detecção de picos em função da distância máxima considerada e do ganho do circuito de acondicionamento, por forma, a que todos os ecos provenientes do solo sejam desprezados na detecção de pico. Para os testes efectuados, até 6 metros, o sistema possuía um erro máximo de 10 cm, o que, para um sistema que se espera detectar metros pode ser considerado um erro de reduzido valor.

Este sistema carece de testes reais, isto é, com dois veículos em movimento determinar as distâncias entre objectos.

Anexos

A1. Deduções

Potência Máxima Enviada pelos Transdutores de Ultra-Sons

A potência máxima aproximada é calculada para 40Khz pois esta é a frequência central do chirp.

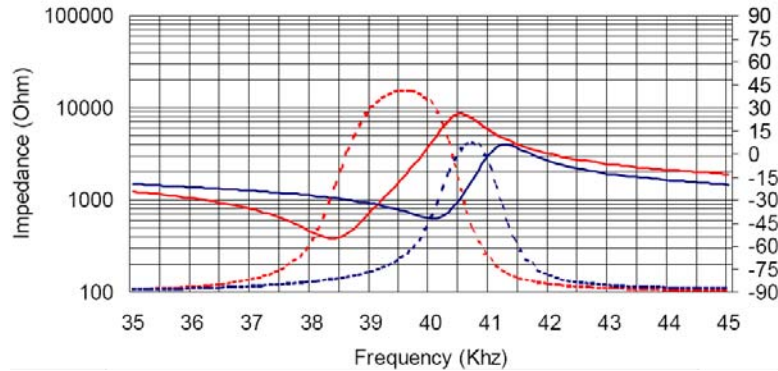


Ilustração 1 – Impedância característica do PROWAVE 400ST160 (—)

Array de Ultra-Sons

Tensão de Excitação Máxima de Envio (PROWAVE 400ST160) - $20V_{RMS} = 28,28 V_{PP}$
 $Z(40Khz) - 600\Omega$

$$Potência_Array = \frac{(2 \times 28,28)^2}{600} = 5,33W$$

Corneta

Tensão de Excitação Máxima de Envio (PROWAVE 400ST160) - $20V_{RMS} = 28,28 V_{PP}$
 $Z(40Khz) - 600\Omega$

$$Potência_Corneta = \frac{28,28^2}{600} = 1,33W$$

Antena Parabólica

Tensão de Excitação Máxima de Envio (PROWAVE 400ST160) - $20V_{RMS} = 28,28 V_{PP}$
 $Z(40Khz) - 600\Omega$

$$Potência_Antena_Parabolica = \frac{28,28^2}{600} = 1,33W$$

ITC9040

Tensão de Excitação Máxima de Envio - $100V_{pp}$
 $Z(40Khz) - 256\Omega$

$$Potência_ITC = \frac{100^2}{256} = 39W$$

A2. Scripts MatLab

Script 1 - Geração da Tabela Seno

```
% Gera a tabela de seno para o DSP
Ns= 360; % Número de pontos da tabela com o seno.
t= linspace(0,1,Ns);
tabsin= round(sin(2*pi*t)*1000);
```

Script 2 - Geração do Som FM

```
%Constantes
N= 2048; % Número de instantes da simulação
fa= 40000; % Frequência de amostragem
Ta= 1/fa;
f=1000; % Frequência da sinusóide a gerar (portadora e modulante)

% Frequência da sinusóide normalizada.
w= Ns*f/fa;

% Geração FM como no DSP
F= (2^11); % Constante para dar conseguir 11 bits extra de resolução
W= (F*w); % Freq. normalizada * F
B= (F*Ns*0.2); % Índice de modulação
sinteta= zeros(1,N); % Sinal de saída

n= uint32(0); % Contador de amostras no tempo
while n<N,
    x= W*n;
    x= x/F; % Divide por F antes de calcular o resto da divisão
    alfa= rem(x,Ns);
    sinalfa= sintab(alfa+1)
    y1=B*sinalfa
    y= W*n + y1/1000;
    y= y/F;
    teta= rem(y,Ns);
    sinteta(n+1)= sintab(teta+1)+1000;
    if teta==Ns, % Devido aos erros de arredondamento pode dar Ns
        teta= 0;
    end
    n= n+1;
end

sound(sinteta,fa)
```

Script 3 - Cálculo da Potência Média do Sinal Enviado

```
%Calculo da potencia média de envio do chirp
clc; clear all; close all;

Nc=1024; %numero de amostras do chirp
N=Nc+8000; %numero de amostras do sinal
fa=160000; %frequencia de amostragem do sinal;

Ta=1/fa;
Tc=Ta*Nc;
T=Ta*N;
f1=39000;
f2=41000;
```

```

fs=fa;
w=35; %amplitude de Pico do Sinal
y=genchirp(f1,f2,fs,Tc,w); %geracao do chirp

s=zeros(1,N);
sum=0;
t=0;
for n = 1:Nc
    t=(2*pi)/Nc*n;
    sum=sum+y(n)^2;
    s(n)=y(n);
end
R=256; %Resistencia minima de carga (40Khz)
AvrPower=sum/(R*N)
figure;
plot(s)

```

Script 4 - Cálculo da Resistência Térmica de um Dissipador

```

%Calculo da Resistencia Termica Máxima
clc; clear all; close all;

%Datasheet
RTJA=43;
RTJC=1;
TJMaxT=150; %Tensao de Juncao Maxima Teorica

%Condições de Temperatura
TAMax=50; %Temperatura Ambiente Máxima
TJ=[TAMax:1:TJMaxT]; %Tensão da junção (menor que TJMaxT)
P=271.5E-3; %Potencia Máxima Dissipada pelo componente [W]

%Algoritmo
RTCA=RTJA-RTJC;
RTEQ=(TJ-TAMax-P*RTJC)/P;
RTDAMax=(RTEQ.*RTCA)./(RTCA-RTEQ);
%No grafico só nos interessam os valores até ao primeiro ponto de inflexão
plot(TJ,RTDAMax);
title('Variação do valor máximo da resistência em função da
temperatura de junção desejada ');
xlabel('Temperatura da Juncao');
ylabel('Resistencia Termica Maxima do Dissipador');

%Procura por valor da Resistencia Máxima do Dissipador para um valor de temperatura de
juncao
for n = 1:length(TJ)
    if(TJ(n)==60) % insercao do valor da temperatura da juncao
        'Resistencia Termica Maxima do Dissipador para uma temperatura de juncao de'
        TJ(n)
        RTDAMax(n)
    end
end
end

```


A3. Código DSP

Código 1 – Função FM

```
////////////////////////////////////
//   Generates a FM sound sample
//
// Input: f - frequency of sound (input parameter)
//        ns - number of the sample (input parameter)
//        fa - sampling frequency (variable)
//        NS - lenght of sine table (variable)
//
////////////////////////////////////
int FM(int f, unsigned int ns)
{
    //Variables
    int32 Y1;
    Uint32 Y,B,X,W;
    unsigned int teta,alfa,sinteta;
    int N,sinalfa;

    //Algoritm to generate the next sound sample
    W=((long)2048*NS*f/fs);
    B=((long)2048*NS/5);
    X=((long)W*ns);
    X=X/2048;
    alfa=X%NS;
    sinalfa=SIN_TAB[alfa];
    Y1=(sinalfa*B);
    Y=((long)Y1/1000+W*ns);
    Y=((long)Y/2048);
    teta=(Y%NS);
    sinteta=SIN_TAB[teta]+1000;

    return sinteta;
}
```

A3. Métodos

Método 1 - Determinação da indutância do primário

Utilizou-se um gerador de sinal alternado com impedância de saída conhecida, neste caso 50Ω .

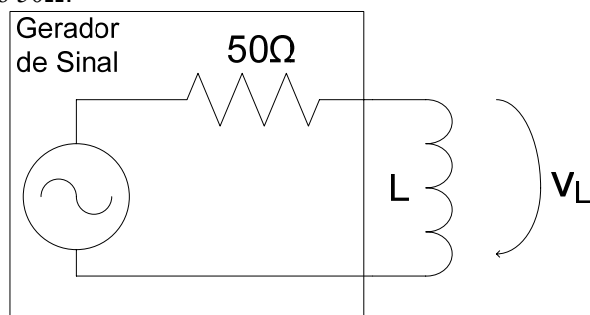


Figura 63 – Circuito Teste para Determinação de uma Indutância

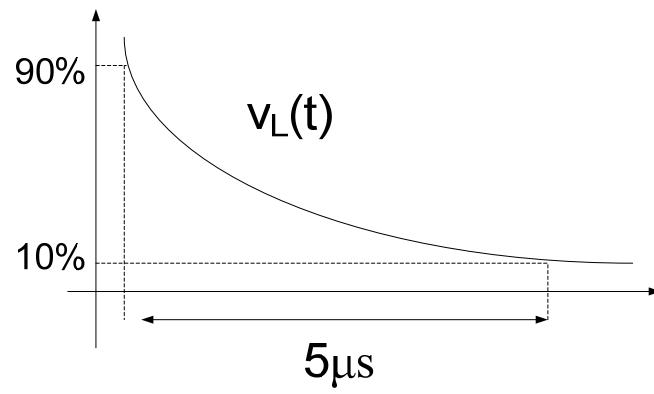


Figura 64 – Sinal $V_L(t)$

A constante de tempo (tempo de decaimento) num circuito RL é:

$$\tau = \frac{L}{R}$$

A indutância da bobina é:

$$L = 250 \mu H$$

Bibliografia

1. Cheeke, J.D., *Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves*. 2002: CRC Press LLC.
2. *Grande Enciclopédia Portuguesa e Brasileira*, Editorial Enciclopédia.
3. *A Enciclopédia*, Público.
4. Albuquerque, D.F., *Sistema de Localização com Ultra-Sons*. 2007, DETI - Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática: Aveiro.
5. Freeman, Y.a., *University Physics with Modern Physics*. 2000: Addison - Wesley.
6. <http://www.engineeringbritain.com/space/archives/168-Spirited-approach-to-Shell-Eco-Marathon-Youth-Challenge-UK.html>.
7. *ITC9040 40Khz Transducer Datasheet - International Transducer Corporation*
8. Couto, E., *DOMAC, Detecção de Obstáculos Moveis para Apoio a Conducao*. 2007, Universidade de Aveiro - DETI.
9. J.N Vieira, S.L., *Detecção de fontes sonoras e obstáculos usando técnicas de correlação*, in *Revista DETI*. 2005.
10. *Datasheet LM3886T*.
11. *TMS320C2812 Digital Signal Processors Data Manual - Texas Instruments*.
12. *LM2585 Simple Switcher 3A Flyback Regulator Datasheet - National Semiconductor*.
13. [cited; Available from:
http://telecom.inescn.pt/research/audio/cienciaviva/Face_aaudicao.html.
14. Hartmann, W.M., *How We Localize Sound*.
15. *3D Sound for Virtual Reality and Multimedia*.

Formatted: Indent: Left: 0 cm, First line: 0 cm

Deleted: ¶
¶